

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Факультет електроніки  
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра мікроелектроніки  
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»  
УДК \_\_\_\_\_

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ (підпис)

\_\_\_\_\_ (ініціали, прізвище)

“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

**Магістерська дисертація  
на здобуття ступеня магістра**

зі спеціальності \_\_\_\_\_  
(код і назва)

на тему: Активні фільтри на MEMC резонаторах

Виконав: студент 6 курсу, групи ДП – 71 мп  
(шифр групи)

Масюк Андрій Дмитрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

\_\_\_\_\_ (підпис)

Науковий керівник проф., д.ф.-м.н., проф. Поплавко Ю.М.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

\_\_\_\_\_ (підпис)

Консультант з нормоконтролю доц., доц., к.т.н. Орлов А.Т.

Консультант з інформаційних питань ст. викл., к.т.н. Діденко Ю.В.

Рецензент \_\_\_\_\_

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

\_\_\_\_\_ (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській  
дисертації немає запозичень з праць інших  
авторів без відповідних посилань.

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

Київ – 2018 року

## Реферат

### Актуальність теми

Сучасна цифрова техніка вимагає високої точності, тому практично будь-який цифровий пристрій містить усередині кварцовий резонатор.

Кварцові резонатори на різні частоти необхідні в якості надійних і стабільних джерел гармонійних коливань, щоб цифровий мікроконтролер міг би спертися на еталонну частоту, і оперувати з нею в подальшому, в процесі роботи цифрового пристрою. Таким чином, кварцовий резонатор - це надійна заміна коливального LC-контур.

Якщо розглянути простий коливальний контур, що складається з конденсатора і котушки індуктивності, добротність такого контуру в схемі не перевищить 300, до того ж ємність конденсатора буде плавати в залежності від температури навколишнього середовища, те ж саме станеться і з індуктивністю.

У конденсаторів і котушок існують такі параметри як ТКЕ - температурний коефіцієнт ємності і ТКІ - температурний коефіцієнт індуктивності, що показують, наскільки змінюються головні параметри цих компонентів зі зміною їх температури.

На відміну від коливальних контурів, резонатори на базі кварцу мають недосяжну для коливальних контурів добротність, яка вимірюється значеннями від 10000 до 10000000, причому про температурну стабільність кварцових резонаторів мови не йде, адже частота залишається постійною при будь-якому значенні температури, як правило з діапазону від  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+70^{\circ}\text{C}$ .

Так, завдяки високим показникам температурної стабільності і добротності, кварцові резонатори застосовуються всюди в радіотехніці і цифровій електроніці.

Метою цієї роботи є розширення полоси резонансної частоти для резонаторів, шляхом застосування схеми Антоніо на транскондукторах. Нова

ланка може служити покращеним аналогом резонаторів для застосування в фільтрах та генераторах.

Структура і об'єм роботи.

Робота складається зі вступу, п'яти розділів, висновків та списку використаних джерел. Загальний обсяг дисертації становить 85 сторінок. Робота включає 63 рисунка, 24 таблиць, список використаних джерел з 22 найменувань.

Апробація результатів дисертації проводилась у онлайн-конференції та публікації наукової статті. Перелік представлено нижче.

Масюк А.Д. , Застосування схеми Антоніо для створення аналогу керованої LC-ланки / Масюк А.Д.. // Міжнародна наукова інтернет-конференція «Інформаційне суспільство: технологічні, економічні та технічні аспекти становлення» (випуск 32), Тернопіль

*Ключові слова:* кварцеві резонатори, фільтри, транскондуктори, Microwave Office.

## Actuality of theme

Modern digital technology requires high precision, so virtually any digital device contains inside the quartz resonator.

Quartz resonators at different frequencies are required as reliable and stable sources of harmonic oscillations, so that the digital microcontroller could rely on the reference frequency, and operate with it in the future. Thus, a quartz resonator is a reliable replacement of the oscillating LC-contour.

If we consider a simple oscillatory circuit consisting of a capacitor and a coil of inductance, the quality of such a circuit in the circuit will not exceed 300, in addition capacitance will float depending on the temperature of the environment, the same will happen with the inductance.

In capacitors and coils there are such parameters as TCC - temperature coefficient of capacity and TCI - temperature coefficient of inductance, indicating how the main parameters of these components change with the change of temperature.

In contrast to oscillatory circuits, resonators based on quartz are inaccessible to oscillatory Q-contours, which are measured in values from 10,000 to 10,000,000, and the temperature stability of the quartz resonators remains constant at any temperature value, usually from the range from  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ .

So, thanks to high parameters of temperature stability and Q-factor, quartz resonators are used everywhere in radio engineering and digital electronics.

The purpose of this work is to expand the resonant frequency band for resonators, as a way of using the Antonio scheme on transconductors. The new link can serve as an improved analogue of resonators for use in filters and generators.

## Structure and volume of work.

The work consists of an introduction, five sections, conclusions and a list of used sources. The total volume of the dissertation is 85 pages. The work includes 63 drawings, 24 tables, list of used sources of 22 titles.

Approbation of the results of the dissertation was carried out in an online conference and publication of a scientific article. The list is shown below.

Masyuk AD , Application of the Antonio scheme for the creation of an analog of managed LC-links / Masyuk A.D. // International scientific Internet conference "Information Society: technological, economic and technical aspects of formation" (issue 32), Ternopil

Keywords: quartz resonators, filters, transconductors, Microwave Office.

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	<b>Ошибка! Закладка не определена.</b>
РОЗДІЛ 1: РЕЗОНАТОРИ .....	8
1.1. Природа резонансу у п'єзоелектриках .....	8
1.2. Еквівалентні схеми кварцових резонаторів .....	11
1.3. Призначення та конструкції кварцових резонаторів.....	16
РОЗДІЛ 2: 2.ФІЛЬТРИ. ОСНОВНІ ПРИНЦИПИ. ВИРІШЕННЯ З РЕЗОНАТОРАМИ.....	26
2.1. Поняття фільтру .....	26
2.2. Амплітудно-частотна характеристика.....	27
2.3. Характеристики фазочастотная і групового часу.....	33
2.4. Методика проектування.....	36
2.5. Приклад розрахунку фільтру на кварцевому резонаторі.....	38
2.6. Практичні схеми кварцових фільтрів.....	49
2.7. Фільтри на механічних гармоніках.....	51
РОЗДІЛ 3: ЕКВІВАЛЕНТНІ ПЕРЕТВОРЕННЯ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ. СХЕМА АНТОНІО . СХЕМОТЕХНІЧНЕ КОРЕГУВАННЯ ПАРАМЕТРІВ РЕЗОНАТОРУ.....	54
3.1. Операційні підсилювачі .....	54
3.2. Схема Антоніо . Узагальнений конвертор повного опору .....	55
3.3. Транскондуктроні підсилювачі .....	60
РОЗДІЛ 4: МОДЕЛЮВАННЯ .....	62
РОЗДІЛ 5: ВИСНОВКИ.....	72
РОЗДІЛ 6: РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ .....	75
6.1. Опис ідеї проекту .....	76
6.2. Технологічний аудит ідеї проекту.....	77
6.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	<b>Ошибка! Закладка не определена.</b>
6.4. Розроблення ринкової стратегії проекту .....	82
6.5. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	84
6.6. Аналіз запропонованої розробки стартапу .....	86
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	87

## Вступ

Розвиток різних напрямків техніки зв'язку в першу чергу пов'язано з підвищенням її надійності, стабільності генеруємих частот і вибіркової прийомної апаратури. Ці завдання були вирішені застосуванням в радіосхемах п'єзоелектричних кварцевих резонаторів. Використання кварцових резонаторів в електричних генераторах дозволяє забезпечити високу стабільність частоти без значного ускладнення схеми. Електричні фільтри з кварцовими резонаторами володіють значно вищими параметрами, ніж фільтри з катушками індуктивності і конденсаторами, але їх регулювання є досить складною задачею через залежність електричних параметрів (резонансна частота, ширина полоси пропускання і т.д.) від механічних (фізичних) обмежень кристаллу. В цій роботі будуть наведені нові способи регулювання основних параметрів приладів на резонаторах, шляхом схемотехнічних рішень.

## 1.Резонатори

### 1.1 Природа резонансу у п'єзоелектриках

**П'єзоелектричний ефект** – це сукупність явищ в особливих класах кристалічних діелектриків, які лінійно (пропорційно) пов'язують механічні напруги (деформації) з електричним полем.

Явище виникнення на протилежних поверхнях (гранях) кристалу електричних зарядів (поляризація кристалу) при його механічній деформації називається **прямим п'єзоефектом**. Величина цих зарядів змінюється пропорційно механічній дії (механічній нарузі). При зміні напрямлення дії механічної деформації (наприклад, при заміні стиску розтягом) знаки електричних зарядів змінюються на протилежні. Через рік згодом вчені експериментально підтвердили існування і зворотного п'єзоефекту.

**Зворотним п'єзоефектом** називають механічну деформацію кристалу кварцу або кварцової пластини під дією прикладеного до нього електричного поля. Механічна деформація кристалу пропорційна напруженості  $\epsilon$  електричного поля. Пластина кварцу буде знакозмінно деформуватися (стискатися та розтягуватись), якщо до неї прикладати змінну електричну напругу.

Кристали кварцу мають геометрично правильне розміщення складових їх структурних елементів, що в просторі утворює кристалічну решітку. У вузлах решітки розміщуються іони, тобто атоми з нестачею або надлишком валентних електронів, які утворюють при приєднанні нейтральні атоми або молекули.

Виникнення п'єзоефекту у кристалах пояснюється деформацією їх кристалічної решітки під дією зовнішніх сил, в результаті чого порушується електрична рівновага кристалу, зумовлена зміною дипольних моментів, тобто відстані між центрами ваги різнойменних електричних зарядів. Це можливо тільки при наявності полярних напрямків в кристалах визначених класів, які



не володіють центром симетрії. П'єзоефект може виникати в 20 із 32 класів (кристалографічних груп симетрії) кристалів [1-4].

Виникнення п'єзоефекту в кварці можна пояснити також з іншої точки зору.

Кристалічна структура кварцу  $\text{SiO}_2$  побудована на основі кремнієкисневих тетраедрів  $[\text{SiO}_4]$  з атомами кремнію в центрі. Тетраедри дещо викривленні: дві відстані  $\text{Si} - \text{O}$  дорівнюють  $1,61 \text{ \AA}$ , а дві інші –  $1,62 \text{ \AA}$ . Спіралі зі зчеплених вершинами тетраедрів  $[\text{SiO}_2]$  утворюють гвинтову структуру (гвинтовий мотив) по осі  $Z$  з порожнечою в центрі потроєної гексагональної елементарної комірки, на яку припадає три “молекули” зі складу  $\text{SiO}_2$ . В тетраедрі кристалу кварцу кожний іон  $\text{Si}$ , який володіє позитивним зарядом  $(+4e)$ , пов'язаний з чотирма іонами  $\text{O}$ , кожний з яких володіє негативними зарядами  $(-2e)$ , і кожний іон  $\text{O}$  зв'язує два іона  $\text{Si}$ . Заряди всіх іонів кристалічної комірки взаємно компенсуються, і в цілому вона **електрично нейтральна**.

Розглядаючи кожну пару іонів  $\text{O}$  як частинки, яка має заряд  $-4e$ , структурну комірку кварцу можна представити у спрощеному вигляді (рис.1,а), зручному для демонстрації зміщення електричних зарядів в кварці при його механічній деформації (рис.1,б та в). Припустимо, що ця комірка підлягає дії зовнішньої сили у напрямку електричної осі  $X$  (рис.1,б). Тоді іон  $\text{Si}$  (1) зрушиться всередину і розміститься між іонами  $\text{O}$  (2) і (6), а іон  $\text{O}$  (4) – між іонами  $\text{Si}$  (3) та (5). Внаслідок цього на одній поверхні виникає позитивний заряд, а на іншій – негативний, тобто буде спостерігатися п'єзоефект.

Користуючись моделлю структурної комірки, можна пояснити виникнення і зворотного п'єзоефекту.

Прямий і зворотний п'єзоефекти кристалів кварцу широко використовуються в пристроях стабілізації частоти, фільтрації сигналів і високоточних вимірів фізичних величин.

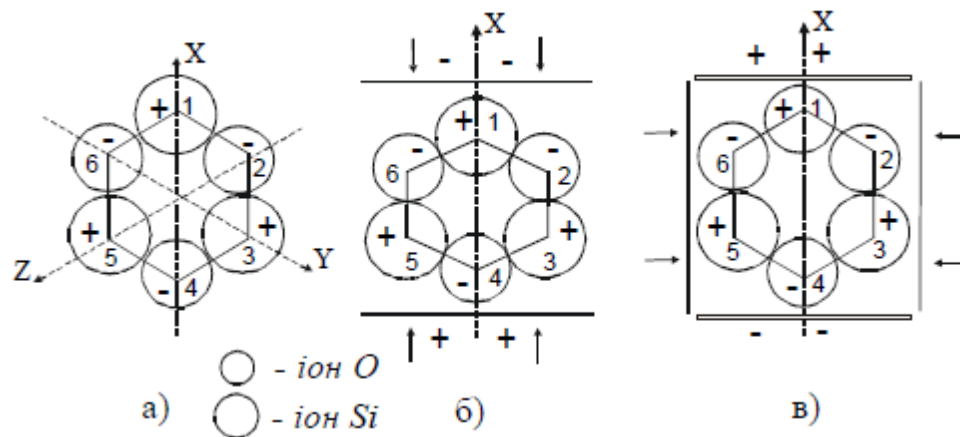


Рис.1 - Спрощена структура комірки кварцу (а) і схема утворення п'єзоелектричного ефекту (б, в)

Під час дії на спеціально оброблений кристал кварцу визначеної форми та геометричних розмірів (стержень, пластину, лінзу і тощо) змінного електричного поля з частотою, рівною або близькою до частоти власних механічних коливань кристалу, в останньому виникають резонансні механічні коливання. Ці коливання завдяки прямому п'єзоефекту обумовлюють досить інтенсивні електричні коливання, що впливають на збуджуюче їх електричне коло так, що частота електричних коливань в цьому колі буде “захоплюватися” (стабілізуватися) частотою власних механічних коливань кристалу, яка, в свою чергу, визначається його фізичними властивостями та геометричними розмірами.

1923 році американський вчений У. Кеді проводив дослідження щодо стабілізації частоти генераторів. Він звернув увагу на те, що коливаючись з резонансною частотою, пластину, вирізану з кварцу, надає стабілізуючу дію на змінне електричне поле, що збуджує коливання пластини.

Це призвело до створення кварцового резонатора. До цього ж часу відноситься початок розробки технології виробництва резонаторів з кварцу.

Надалі були створені схеми п'єзоелектричних генераторів з кварцовим резонатором як механічно коливальним елементом, де збуджувалися незгасаючі коливання.

## 1.2 Еквівалентні схеми кварцових резонаторів (КР)

Для аналізу та розрахунку схем КР зручно представити у вигляді електричної еквівалентної схеми, реакція якої еквівалентна електричній реакції збудженого резонатора [5,6].

Розроблено декілька варіантів еквівалентних схем КР, які відображають в залежності від типу резонатора і робочої частоти з достатньою для практики точністю процеси, що в них відбуваються (рис.2, де  $L_q$ ,  $C_q$ ,  $R_q$ , – динамічні індуктивність, ємність та опір втрат відповідно;  $C_e$ ,  $C_z$ ,  $C_v$ ,  $C_{ek}$ ,  $C_0$  – статистичні ємності електродів, зазору, введів, електроду відносно корпусу і резонатора;  $n$  – модуль коефіцієнта передачі). Варто мати на увазі, що еквівалентні схеми відображають властивості реальних КР у вузькому діапазоні частот тільки поблизу резонансів.

Електричні параметри елементів еквівалентної схеми пов'язані з фізичними параметрами КР. Цей зв'язок для кожного виду коливань і зрізу свій.

Наприклад, для найбільш розповсюдженої і порівняно простої еквівалентної схеми (рис.2,а) динамічні параметри  $L_q$ ,  $C_q$ ,  $R_q$  і статистична ємність  $C_0$  кварцоутримувача при використанні товщиннозсувних коливань через параметри КР визначаються залежностями:

$$\begin{aligned} L_q &= \frac{d_q^2 S}{8\varepsilon^2 S_e}; \quad C_q = \frac{8\varepsilon^2 S_e}{\pi^2 n^2 c' S}; \\ R_q &= \frac{d_q a_m}{4\varepsilon^2 S_e}; \quad C_q = \frac{\varepsilon_0'' S_e}{4S\pi}, \end{aligned} \quad (1.1)$$

де  $d_q$  – щільність кварцу;  $c'$  – модуль пружності кварцу;  $S$  – товщина пластини;  $n$  – номер механічної гармоніки;  $S_e$  – площа електродів;  $\varepsilon$  – п'єзоелектрична стала кварцу;  $a_m$  – коефіцієнт затухання;  $\varepsilon_0''$  – діелектрична проникливість у напрямку товщини.

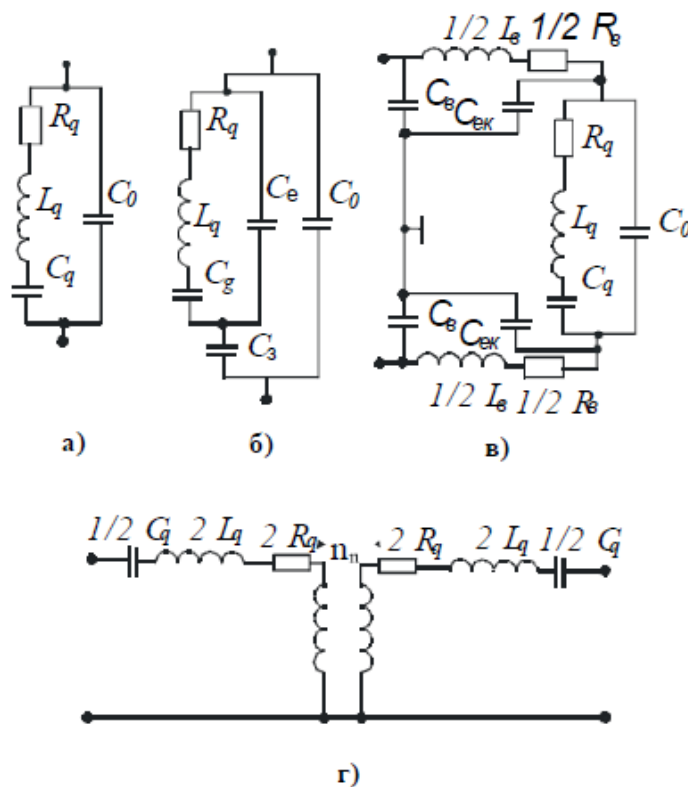


Рис. 2 – Еквівалентні схеми кварцових резонаторів: а) – двополюсного КР для середніх частот; б) – двополюсного КР з зазором між електродами для середніх частот; в) – двополюсного КР для НВЧ; г) – чотиріпольного КР

З формули (1.1) видно, що індуктивність  $L_q$  пропорційна масі кварцу, який коливається, ємність  $C_q$  визначається величиною його пружності, опір  $R_q$  - пропорційний дисипативним втратам, а  $C_0$  – ємність конденсатора, який утворений електродами. При використанні вищих механічних гармонік на частотах до 80...100 МГц існує зв'язок:

$$L_{qn} \approx L_q; \quad C_{qn} = \frac{C_q}{n^2}; \quad C_{on} \approx C_o. \quad (1.2)$$

На більш високих частотах через нерівномірний розподіл амплітуд коливань по поверхні пластини із збільшенням номера гармоніки  $n$  індуктивність  $L_{qn}$  збільшується за законом

$$L_{qn} = L_q \cdot 1,4 \cdot \frac{n-1}{2}. \quad (1.3)$$

Основні параметри  $L_q$ ,  $C_q$ ,  $R_q$ ,  $C_0$  еквівалентної схеми визначають частоти послідовного та паралельного резонансу. Частота послідовного резонансу визначається відношенням:

$$W_q = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}}, \quad (1.4)$$

частота паралельного резонансу – співвідношенням:

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{L_q \cdot \frac{C_0 \cdot C_q}{C_0 + C_q}}}. \quad (1.5)$$

Розміщення резонансних частот на частотній осі ілюструється на прикладі АЧХ ( $A(\Delta f)$ ) та ФЧХ ( $\phi(\Delta f)$ ) КР на 5 МГц (рис.3).

Характеристичний опір коливального контуру еквівалентної схеми КР та його добротність визначаються залежностями:

$$\rho_q = \sqrt{\frac{L_q}{C_q}}, \quad (1.6)$$

$$Q = \frac{\rho_q}{R_q}. \quad (1.7)$$

Різницю частот  $\Omega$  паралельного  $\omega_0$  та послідовного  $\omega_q$  резонансів називають резонансним проміжком. Ця різниця залежить від номера гармоніки, що використовується:

$$\Omega_n = \frac{\Omega}{n^2}. \quad (1.8)$$

Коефіцієнт зв'язку  $p = C_q / C_{q0}$  є важливим параметром КР і однозначно

характеризує різницю частот  $\omega_0$  та  $\omega_q$ :

$$(\omega_0 - \omega_q) / \omega_q \approx 0,5p. \quad (1.9)$$

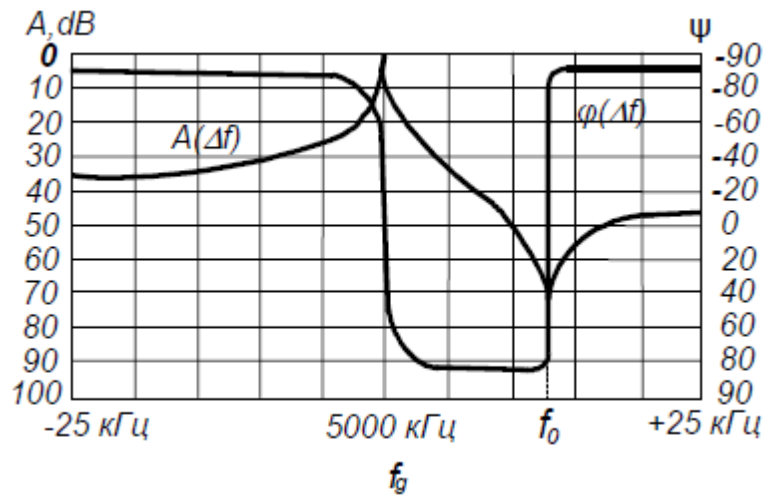


Рис. 3 - Частотна характеристика КР, зконструйованого на частоту 5,0 МГц

Від номера механічної гармоніки залежить добротність резонатора (рис.4) та опір втрат (табл.1). Ця залежність для різних типів резонаторів різна. Із зростанням приблизно до  $n = 7...9$  величина  $Q$  збільшується в кілька разів, а потім починає зменшуватись (рис.4). Втрати КР обумовлені головним чином тертям всередині кристала –  $r_T$ , на його поверхні –  $r_n$ , його поверхні об залишковий газ в балоні –  $r_e$  та в точках кріплення пластини –  $r_M$ . Сумарний ефект може бути охарактеризований електричним еквівалентним опором втрат:

$$r_{\Sigma} = r_T + r_n + r_e + r_M \quad (1.10)$$

Величина  $Q$  суттєво залежить від дефектів кристалічної решітки кварцу, геометрії пластини та електродів, конструкції кварцоутримувача, вакууму в балоні та чистоти поверхні пластини. Втрати всередині кристала визначаються наявністю домішок неоднорідностей, взаємодією іонів кристалічної решітки, впливом побічних видів коливань. Втрати в поверхневому шарі визначаються наявністю на поверхні нерівностей, включень, електродів збудження та залишкової атмосфери балонів. Зменшення втрат забезпечується як шляхом вдосконалення зрізу, геометрії пластини та електродів, так і забезпечення досить глибокого вакууму в

балоні кварцового резонатора (до  $1 \cdot 10^{-3}$  Па) та покращення конструкції кварцоутримувача. Для підвищення добротності КР їх пластини ретельно полірують при виготовленні.

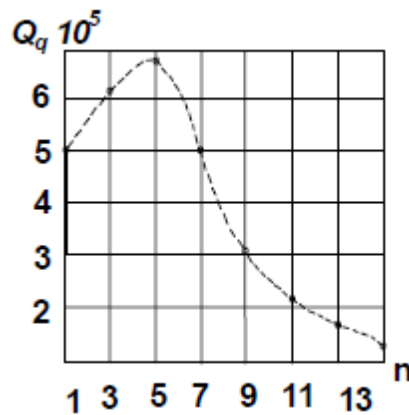


Рис. 4 - Залежність добротності КР від номера механічних гармонік

Параметр	Номер гармоніки					
	1	3	5	7	9	11
$f_{qn}$ , МГц	23,5	70,5	117,5	164,5	211,5	258,5
$R_{qn}$ , Ом	42,5	49,5	92,0	178,0	365,0	580,0
$Q_n \cdot 10^3$	25,6	64,6	28,1	12,0	7,1	4,1

Таблиця 1 - Параметри гармонікового кварцового резонатора для різних механічних гармонік

Для резонаторів, які збуджуються на механічних гармоніках, в першому наближенні добротність від номера гармоніки можна представити виразом:

$$Q_n \approx \frac{n\rho_q^2}{r' + r'n}, \quad (1.11)$$

де  $r$  - опір втрат, які визначаються факторами (зовнішніми), що не залежать від  $n$ ;  $r'$  - опір втрат, який визначається факторами, що залежать від  $n$  (внутрішнє тертя в кристалі).

На теперішній час досягнуті добротності прецизійних кварцових резонаторів до десятків мільйонів.

### 1.3 Призначення та конструкції кварцових резонаторів

Історія конструювання кварцеві резонатори бере свій початок з 1918 року. В проміжках між двома світовими війнами розвиток резонаторів йшов повільними темпами. Однак друга світова війна дала потужний поштовх розвитку промисловості, яка виробляє КР. Визначною подією в історії вдосконалення цих пристроїв була пропозиція Сайкса (США) використовувати плівкові електроди (1948), що наносяться на поверхню активної частини ПЕ.

Форма п'єзоелементів залежить від вимог, які висуваються до параметрів та габаритних розмірів резонаторів, а також від їх частоти: п'єзоелементи можуть бути круглими, плоскими, сферичними та прямокутними (рис.5). Якщо відношення діаметра п'єзоелемента до його товщини більше 50, тобто  $d S_{\text{пе}} / > 50$ , то монтажна система практично не впливає на параметри резонатора. В цьому випадку звичайно використовують плоскі круглі п'єзоелементи без фасок (рис.5,а). Якщо ж  $d S_{\text{пе}} / = 25 \dots 50$ , то використовують або плоскі п'єзоелементи з фасками, або плоско-випуклі пластини (рис.5,б,в). При  $d S_{\text{пе}} / < 25$  п'єзоелементи звичайно виконують у вигляді двояковипуклої лінзи (рис.5,г).

Коливання п'єзоелементів сферичної форми локалізовані в центрі, тому вплив монтажної системи зведений до мінімуму. Резонатори зі сферичними п'єзоелементами досить стабільні і мають високу добротність. Однак вони мають велику у порівнянні з плоскими п'єзоелементами динамічну індуктивність  $L_q$  та яскраво виражений спектр небажаних коливань, що обмежують їх застосування в фільтрах та перестроюємих генераторах.

Тому в цих випадках краще використовувати плоскі п'єзоелементи – прямокутні (рис. 5, з) або круглі з товстими електродами. Але вони також мають свої недоліки. Так, наприклад, щоб виключити вплив монтажної системи, доводиться збільшувати довжину прямокутних пластин та відповідно і один із габаритних розмірів КР. Збільшення ж товщини



електродів веде до погіршення параметрів резонатора, виникають також проблеми і суто технологічні.

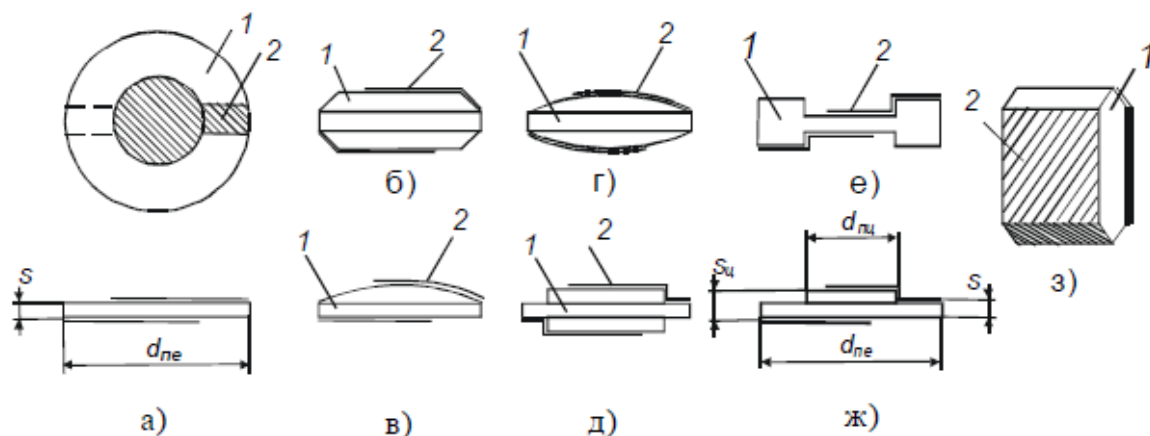


Рис. 5 – Різні форми кварцових п'єзоелементів зрізу АТ: 1 – п'єзоелемент; 2 – електрод; а) і б) – плоский диск без фаски та з фаскою; в) і г) – сферичні пластини; д) і е) – пряма та зворотна мезаструктури; ж) – одностороння меза-структура; з) – прямокутна пластина

Передбачалось, що п'єзоелементи прямої меза-структури (рис.5,д) будуть перспективні у фільтрових резонаторах на частотах до 10 МГц. Однак реалізація такої форми п'єзоелементів традиційними засобами обробки пов'язана з великими технологічними труднощами, так як при цьому потрібно виконати контур центральної частини з дуже високою точністю.

Останнім часом в наявності є дані про використання іонно-плазменого травлення для отримання п'єзоелементів зворотної меза-структури (рис.5,е). Дослідження виявили ефективність цього засобу для отримання п'єзоелементів і прямої меза-структури.

Наступним кроком у розвитку КР є створення “безелектродної” конструкції (Бессон, Франція, 1977 р.). В цій конструкції ПЕ збуджується електричним полем, створеним в міжелектродному “зазорі” (рис.6). Електроди нанесені на кварцові блоки – елементи кріплення ПЕ. Ці блоки

мають ідентичні з ПЕ зріз і азимутальну орієнтацію. Такий тип конструкції КР в зарубіжних джерелах називають QAC.

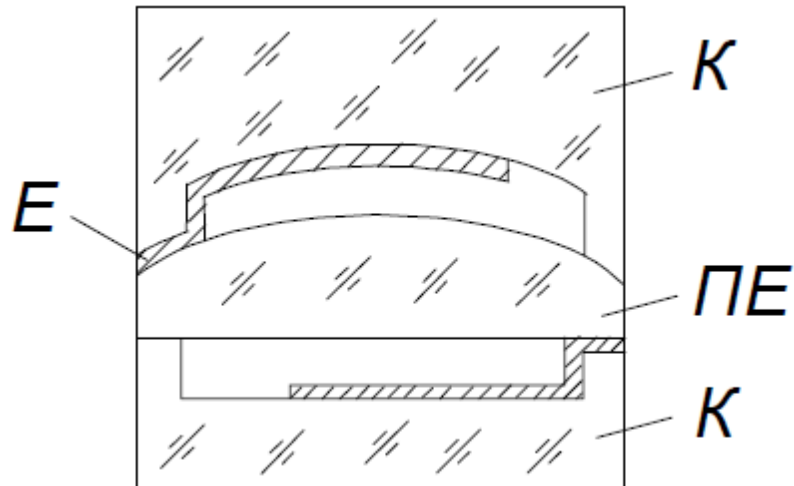


Рис. 6- Конструкція КР з ПЕ, який збуджується в міжелектродному зазорі: Е – електрод, К - кварцовий блок з напиленням електродом

Подальшим розвитком цієї конструкції є використання “місткового” кріплення рухомої частини ПЕ (конструкція BVA). Для цього в ПЕ методами ультразвукового фрезування вирізають два концентричних дугових паза. Дві ділянки ПЕ, що залишаються між ними в азимутальному напрямленні, створюють містки, які орієнтовані повздовж вісі  $Z'$  ( $Z'$  – проекція кристалографічної вісі  $Z$  на головну площину ПЕ) і механічно об'єднують рухому частину ПЕ - вібраторів з кільцевою периферійною частиною, затиснутою між двома електродними кварцовими блоками.

Перевагою згаданих вище конструкцій є потенційно більш висока стабільність параметрів КР в часі, що забезпечується завдяки відсутності на поверхні вібратора чужорідних матеріалів (електродних покриттів), які є джерелом дестабілізуючих механічних напруг і тимчасового дрейфу частоти резонатора через старіння, зміну їх хімічного складу і т.д. Електрод в цих конструкціях може мати радіус викривлення, відмінний від радіуса викривлення ПЕ, що дозволяє керувати конфігурацією збуджуючого електричного поля, а з'єднувальні містки можуть мати велику різноманітність форм, розміщення та інших характеристик.

Конструкції BVA можна використати для КР будь-якого типу зрізу в широкому діапазоні частот. На теперішній час в найбільш прецизійних вакуумних резонаторах використовують конструкції BVA. Завдяки їм досягнуто покращення стабільності КР, в порівнянні з класичними “електродними” конструкціями, реально на порядок. Подібні конструкції використовують і в датчиках. Зміна відстані між вібратором і електродом призводить до зміни частоти, що дозволяє реалізувати велику групу п’єзореzonансних датчиків фізичних величин.

Досить значним досягненням в області кварцової техніки було створення в 1980 році в США КР з двоповоротним зрізом, який був названий SC. До резонаторів SC - зрізу відносять пристрої, орієнтація п’єзоелементів яких знаходиться в межах  $21,9^\circ \leq \alpha \leq 22,8^\circ$ ;  $33,9^\circ \leq \beta \leq 34,3^\circ$ . Назва SC характеризує основну властивість КР цього зрізу – нечутливість по відношенню до механічних напруг прискорень, вібрацій тощо. В цих КР досягнута краща ніж в КР АТ-зрізу, температурна стабільність як в стаціонарних, так і в нестаціонарних теплових полях. В КР SC-зрізу, крім основного температурно стабільного коливання (мода С), можливе збудження іншого коливання (мода В), що володіє високою температурною чутливістю і в наслідок цього є придатною для використання як “вмонтований” датчик температури.

В 1986 р. повідомлено про праці у Франції по створенню КР триповоротного зрізу ( $\alpha \neq 0$ ,  $\beta \neq 0$ ,  $\gamma \neq 0$ ), що володіють додатковими експлуатаційними перевагами. Складність практичної реалізації таких КР робить сумнівною перспективу їх промислового освоєння найближчим часом.

Характерною особливістю кінця минулого тисячоліття є активне освоєння КР діапазону НВЧ, які викликані необхідністю прямої генерації високостабільних сигналів з низьким рівнем шумів без використання множників частоти і аналогової обробки сигналів НВЧ (фільтрації, затримки тощо).

Основним обмеженням на величину резонансної частоти основної моди КР є абсолютна товщина пластини в активній зоні та її плоскопаралельність. Традиційні методи механічної обробки п'єзоматеріалів забезпечують потрібну якість оброблення ПЕ до товщин не менших 35 мкм, що відповідає резонансній частоті основної моди 50 МГц для АТ-зрізу, 75 МГц – для ВТ-зрізу кварцу і 60 МГц для танталату літію.

Можливим шляхом підвищення робочих частот КР є використання механічних гармонік. Однак на практиці КР АТ-зрізу обмежуються використанням 7-ї гармоніки, ВТ-зрізу – 5-ї, а для резонаторів із танталату літію – 9-ї. Це пов'язано із зменшенням ефективного коефіцієнта електромеханічного зв'язку, прямо пропорційного номеру гармоніки, добротності КР (рис.4), а також з утрудненням наладки резонатора на задану частоту.

Використання замість звичайних електродів п'єзомеханічних перетворювачів у вигляді тонких плівкових п'єзоелектриків ZnO, AlN, CdS та інших дозволило при тих самих резонансних розмірах звукопроводів використовувати механічні гармоніки з порядковим номером кілька сотень (300...400 і більше) та досягнути частотної границі порядку 10 ГГц. Цей тип насправді являється акустичним аналогом оптичного інтерферометра Фабрі-Перо та отримав назву високообертонних об'ємних акустичних резонаторів (ВОАР) (рис.7). Це дозволило як звукопровід використовувати кристали не тільки кварцу, але й алюмоітрієвого гранату, сапфіру, ніобату літію, добротність яких приблизно в 10 разів вища, ніж кварцу, і які не є п'єзоелектриками. Завдяки цьому практично реалізовані резонатори з добротністю  $5 \cdot 10^4$  в діапазоні частот 1,5...2,0 ГГц, яка перевищує значення будь-яких інших відомих резонансних систем на даних частотах. Якщо для звичайних КР добуток  $f_q \cdot Q = 10^{13}$ , то для ВОАР цей добуток складає (5...9)  $\cdot 10^{13}$ .

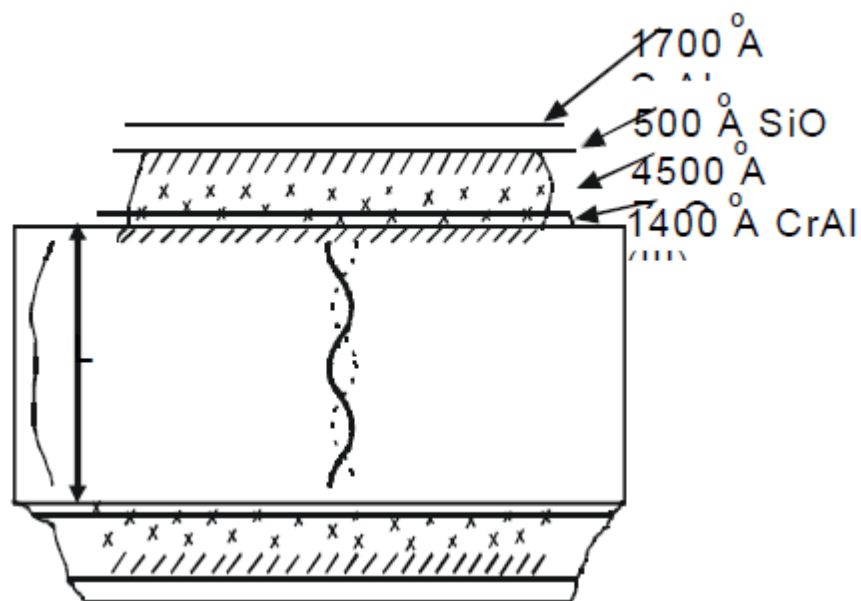


Рис.7 - Конструкція високообертонного кварцевого резонатора з п'єзомеханічним перетворювачем у вигляді плівки ZnO

Добра локалізація енергії між перетворювачами і мала площа активної зони (порядку  $5 \cdot 10^{-3} \text{ мм}^2$ ) забезпечують можливість жорсткого кріплення резонатора і підвищення вібростійкості на 1-2 порядки у порівнянні із звичайними КР (експериментально виміряна віброчутливість ВОАР складає  $1,28 \cdot 10^{-11} \cdot \text{г}^{-1}$ ).

КР типу ВОАР за своїм походженням є багаточастотними, що дозволяє будувати на їх основі багаточастотні або дискретно-переналагоджуємі генератори з дискретністю частот порядку 5 МГц, які задовольняють вимогам шумових характеристик до збуджувачів радарних систем. Данні про температурні характеристики і старіння таких резонаторів поки що відсутні.

Використання відомої раніше технології хімічного полірування і нового процесу – реактивного іонного травлення, що забезпечує швидкість травлення до 30 мкм/год при високій якості поверхні дозволяє створити новий тип ПРП діапазону НВЧ – мембранні резонатори. Резонатори цього типу виконуються на основі технологічних прийомів, що характерні для

масового виробництва, добре спрягаються за конструкцією та технологією з мікроелектронними колами.

Для переходу до спектру НВЧ та для виготовлення резонаторів в одному виробничому процесі з іншими елементами інтегральної плати, необхідно розвинути сучасну МЕМС (Мікроелектромеханічні системи) технологію реалізації резонаторів.

МЕМС-резонатори пропонують усунення недоліків (вплив температури на характеристики, в першу чергу на частоту і точність, складність виготовлення) і вирішення проблем, властивих системам на основі кварцових резонаторів (в першу чергу зменшення розмірів і зниження вартості). Виробники МЕМС-резонаторів прагнуть не так знижувати їх вартість, скільки покращувати характеристики, удосконалювати методи корпусування і по можливості застосовувати нові матеріали.

До останнього часу високий повний опір МЕМС-резонаторів з електростатичним перетворенням на частоту в діапазоні гігагерц перешкоджало їх широкому застосуванню, не дивлячись на високий фактор  $Q$ . Це пов'язано з тим, що на високій резонансній частоті повний опір кремнієвих МЕМС зростає, і сигнали практично не реєструються. З іншого боку, повне опір п'єзоелектричних резонаторів мало, але фактор якості не задовільний.

Для вирішення проблем електростатичних МЕМС-перетворювачів або зменшується ширина зазору консолі при збереженні необхідного великого аспектного співвідношення, або зазор заповнюється діелектриком з високою діелектричної проникністю, або замість ємнісного перетворення використовується п'єзоелектричні. Однак повне опір і таких удосконалених резонаторів збільшується зі зменшенням їх розмірів. До того ж пропоновані методи призводять до ускладнення процесів виготовлення і інтеграції резонаторів зі стандартними КМОП-схемами.

Проте, на конференції IEDM 2007 фахівці компанії NXP повідомили про розробку кремнієвого п'єзорезистивного МЕМС-резонатора на рекордну

частоту 1,1 ГГц. Його робота заснована на реєстрації переміщень кремнієвої консолі резонатора, що виникають під дією електростатичного поля, за допомогою п'єзорезистивних властивостей кремнію [8]. Резонатор виготовлявся реактивним іонним травленням плівки кремнію н типу товщиною 1,5 мкм, нанесеної на втоплений шар оксиду. Консоль формувалася ізотропним травленням утопленого оксиду.

В результаті послідовного чотириразового масштабування структури резонатора були отримані значення резонансної частоти 18, 74, 290 і 1,094 МГц. При цьому, за твердженням розробників, ефективне повне опір при резонансі було на кілька порядків менше, ніж у резонаторів з ємнісним перетворенням. Таким чином, показана можливість реалізації мініатюрних масштабованих високочастотних МЕМС-резонаторів і генераторів за рахунок значного зменшення їх характеристик.

Отримання МЕМСрезонаторов з високим  $Q$  і низьким повним опором запропоновані винахідниками Каліфорнійського університету в Берклі [9]. Для створення електростатичних резонаторів з зазором між електродом і резонатором менше 30 нм, з прийнятним низьким повним опором і високим  $Q$  було запропоновано частково заповнювати зазор діелектриком з високою діелектричною постійною, що наноситься пошаровим атомним осадженням, або зменшувати його розмір за допомогою процесу формування силіцидів. Останній метод дозволив формувати зазори менше 30 нм з необхідним високим аспектним співвідношенням шляхом відпалу структури протягом від декількох секунд до декількох хвилин незалежно від горизонтальних розмірів приладу. При формуванні зазору шляхом сіліцидування не потрібно проводити процес травлення.

Ще два методи, розроблені в університеті в Берклі, засновані на спробі обійти той факт, що фактор якості тонкопліткових п'єзорезистивних резонаторів на основі плівок нітриду алюмінію менше, ніж у електростатичних на ту ж частоту. Проведені дослідження показали, що втрати енергії пов'язані не стільки з п'єзоелектриком, скільки з контактуючим

з ним електродом. В результаті був запропонований так званий ємнісний п'єзоелектричний резонатор, в якому електроди відділені від консолі зазором в декілька нанометрів. Такий зазор не порушує необхідну для гарного електромеханічного зв'язку електричне поле, але усуває втрати, що вносяться електродами. Стверджується, що  $Q$  такої структури в дев'ять разів більше, ніж у звичайних п'єзоелектричних AlN-резонаторів.

Згідно з іншим методом підвищення фактора якості п'єзоелектричних резонаторів, AlNконсоль з нанесеним на неї електродом з'єднується з «безелектродної» консоллю. У такій структурі спільна енергія "підвищує"  $Q$  резонатора з нанесеним на нього електродом. Фактор якості ємнісних п'єзоелектричних резонаторів обох типів перевищував 10К. Екстраполяція даних вимірювань показала, що  $Q$  "безелектродних" резонаторів лежить в діапазоні від 14040 до 15795.

Фахівці Національної лабораторії в Санді Міністерства енергетики США [10] створили п'єзоелектричний AlN-резонатор на частоту 1-3 ГГц (Рис.8), який можна виготовляти за допомогою обладнання та матеріалів, розроблених для формування плівкових об'ємно-акустичних резонаторів (Film Bulk Acoustic Resonators, FBARS). Подібно FBARS п'єзоелектричний механізм перетворення резонаторів дозволяє створювати на їх основі фільтри з низькими вносяться втратами. Але на відміну від FBARS МЕМС-резонатори можуть виготовлятися на одній підкладці з фільтро, оскільки їх частота задається за допомогою процесу літографії.



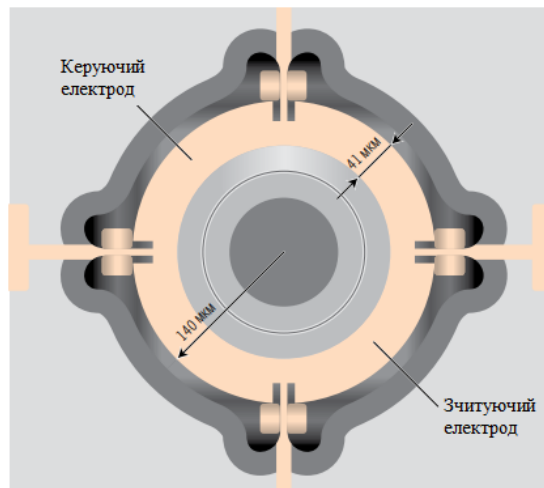


Рис.8 Фільтр с AlN МЭМС-резонатором

В технології створення MEMC-резонаторів передбачений розроблений фахівцями лабораторії процес виготовлення складних багат шарових структур на основі упрочнюючої плівки вольфраму. Він полягає в осадженні жертвовного шару оксиду, формуванні малюнка, травленні оксиду, нанесенні в створену форму методом хімічного осадження з парової середовища плівки вольфраму і в подальшому видаленні надлишкового вольфраму. Цей процес дозволив створити MEMC-резонатори без нависають над підкладкою балок.

Для опорних генераторів з високим К і ПЧ-фільтрів в лабораторії Сандиа створений полікристалічний MEMC-резонатор з ємнісним перетворенням (рис.9). Зазор між електродом і конденсатором не перевищує 100 нм. Переваги цього резонатора перед п'єзоелектричним - високий фактор якості (більш 60К), малий дрейф характеристик, простота настройки і низька чутливість до вібрацій. Розрахований резонатор на частоту до 200 МГц.

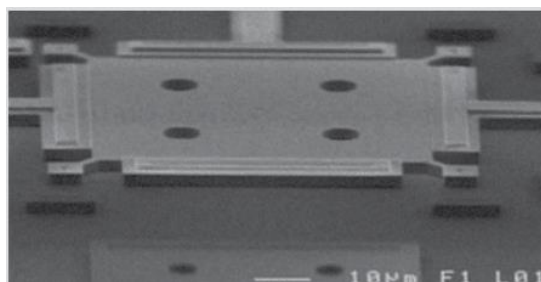


Рис.9 Полікристалічний ВЧ MEMC-резонатор

## 2. Фільтри. Основні принципи. Вирішення з резонаторами.

### 2.1 Поняття фільтру

Фільтр в загальному сенсі слова являє собою пристрій (або систему), яка перетворює заданим чином проходячий через нього вхідний сигнал. По суті фільтр перетворює вхідні сигнали у вихідні таким чином, що певні корисні особливості вхідного сигналу зберігаються в вихідному сигналі, а небажані властивості придушуються.

Електричні фільтри можна класифікувати декількома способами. Для обробки аналогових або безперервних у часі сигналів застосовуються аналогові фільтри, а цифрові сигнали (сигнали дискретні в часі і квантовані по амплітуді) обробляються цифровими фільтрами. Аналогові фільтри можна класифікувати як зосереджені або розподілені в залежності від частотного діапазону, для якого вони проектуються, і як активні і пасивні в залежності від типу використовуваних при реалізації елементів.

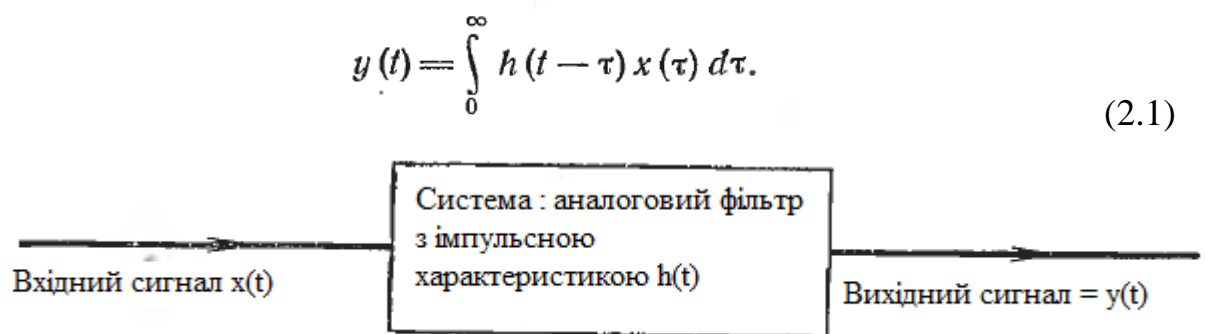


Рис. 10 Фільтр — система з набором заданих характеристик типу вхід-вихід.

У вираженні (2.1) передбачається, щоведений з одним входом і одним виходом аналоговий фільтр є фізично реалізованим, лінійним, зосередженим і інваріантним в часі, а  $h(t)$  - імпульсна характеристика фільтра. Перетворення Лапласа рівняння (2.1) дає

$$Y(s) = H(s) X(s) \quad (2.2)$$

де  $Y(S)$ ,  $H(S)$  і  $X(S)$  - відповідно перетворення Лапласа функцій  $y(t)$ ,  $h(t)$  і  $x(t)$ . Тут фільтр характеризується функцією  $H(S)$  - передавальної функцією (або частотною характеристикою при  $s = j\omega$ ) фільтра. Оскільки або  $s$  або  $j\omega$  - комплексні змінні, то функція  $H(S)$  або  $H(j\omega)$  є комплексною величиною, тобто функція  $H(S)$  має реальну частину  $\text{Re}[H(j\omega)]$  і уявну частину  $\text{Im}[H(j\omega)]$  і

$$H(j\omega) = \text{Re}[H(j\omega)] + j \text{Im}[H(j\omega)] \quad (2.3)$$

Або в експоненціальній формі:

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\angle H(j\omega)} \quad (2.4)$$

де  $|H(j\omega)|$  і  $\angle H(j\omega)$  позначають відповідно модуль і фазовий кут випередження функції  $H(j\omega)$ , а також

$$|H(j\omega)|^2 = \{\text{Re}[H(j\omega)]\}^2 + \{\text{Im}[H(j\omega)]\}^2 = H(j\omega) H(-j\omega), \quad (2.5)$$

$$\angle H(j\omega) = \arctg \frac{\text{Im}[H(j\omega)]}{\text{Re}[H(j\omega)]}, \quad (2.6)$$

$$\text{Re}[H(j\omega)] = |H(j\omega)| \cos \angle H(j\omega), \quad (2.7)$$

$$\text{Im}[H(j\omega)] = |H(j\omega)| \sin \angle H(j\omega). \quad (2.8)$$

Слід зазначити, що остання рівність в рівнянні (2.5) має силу, оскільки всі коефіцієнти функції  $H(S)$  є дійсними числами.

## 2.2. Амплітудно-частотна характеристика

Як було зазначено вище, основне призначення електричного фільтра - виділяти і пропускати необхідний сигнал із суміші корисного і небажаних сигналів. У разі радіоприймача поступаючий на вхід сигнал є сумою

електричного шуму і сигналів від всіх радіостанцій, включаючи і необхідну станцію. Налаштовуючи радіоприймач на певну частоту, відфільтровуєтьс «всі» сигнали від заважаючих станцій і пропускається сигнал, переданий потрібної станцією. Через властиві фізично реалізованим системам обмеження ми ніколи не зможемо створити ні приймач, що пропускає одну певну частоту  $\omega$ , і подавлюючий всі інші частоти, ні передавальну станцію, яка передає точно на частоті  $\omega$ . Отже, ми проектуємо фільтр, який пропускає сигнали в інтервалі частот  $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$ , включаючий частоту  $\omega$ , і подавлюючий всі інші.

Зі співвідношення (2.2) випливає, що

$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)| |X(j\omega)|, \quad (2.9)$$

$$\underline{|Y(j\omega)|} = \underline{|H(j\omega)|} + \underline{|X(j\omega)|}. \quad (2.10)$$

Вираз (1.9) показує, що значення вихідного сигналу являє собою твір величини вхідного сигналу на частотну характеристику фільтра. Це означає, що якщо амплітудно-частотна характеристика фільтра  $|H(j\omega)|$  дорівнює нулю (або приблизно дорівнює нулю) для певного матиме нульову величину (або приблизно нульову) при частоті вхідного сигналу в смузі частот  $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$ . При цьому діапазон частот  $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$  називається смугою затримування фільтра. Аналогічно, якщо амплітудно-частотна характеристика  $|H(j\omega)|$  більше або дорівнює певному, близькому до одиниці числу в діапазоні частот  $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$ , то цей інтервал частот  $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$  називається смугою пропускання фільтра. Це назва обумовлена тим, що якщо частота вхідного сигналу лежить в діапазоні частот  $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$ , то вихідний сигнал є посиленням або в гіршому випадку злегка ослабленим аналогом вхідного сигналу. Крім того, визначимо перехідну

смугою як діапазон частот між смугою пропускання і смугою затримування. Вимоги до амплітудно-частотній характеристиці фільтра можуть включати параметри смуги пропускання, смуги затримування, а також і перехідної смуги.

Виходячи зі співвідношення (2.9), можна визначити наступні основні типи частотно-виборчих фільтрів:

1. Фільтр нижніх частот - фільтр з смугою пропускання від 0 до деякої частоти  $\omega_p$ , і смугою затримування від деякої частоти  $\omega_s$  до нескінченності, де  $\omega_s < \omega_p$ .

2. Фільтр верхніх частот - фільтр із смугою пропускання від деякої частоти  $\omega_p > 0$  до нескінченності і смугою затримки від 0 до  $\omega_s$ , де  $\omega_s < \omega_p$ .

3. Смуговий фільтр - фільтр з смугою пропускання деякої частоти  $\omega_{p1}$  до іншої частоти  $\omega_{p2}$  і смугами затримування від 0 до  $\omega_{s1}$  і від  $\omega_{s2}$  до  $\infty$ , де  $\omega_{s1} < \omega_{p1} < \omega_{p2} < \omega_{s2}$ .

4. Загороджуючий фільтр - фільтр з смугами пропускання від 0 до  $\omega_{p1}$  і від  $\omega_{p2}$  до  $\infty$  і смугою затримування від  $\omega_{s1}$  до  $\omega_{s2}$ , де  $\omega_{p1} < \omega_{s1} < \omega_{s2} < \omega_{p2}$ .

5. Всепропускаючий фільтр - фільтр з одиничною передачею для всіх частот (тобто з пропускною здатністю від 0 до  $\infty$ ).

Цей тип фільтра в основному використовується для забезпечення фазової корекції і фазового зсуву.

Характеристики цих п'яти основних типів частотно-виборчих фільтрів ілюструються на рис. 11. Звичайно, є фільтри, які не належать до жодного з цих п'яти типів. У більшості ж випадків вимоги до амплітудно-частотних характеристиках фільтрів потрапляють в одну з цих категорій або являють собою комбінацію з цих п'яти типів. Відповідним прикладом є фільтр з параметрами амплітудно-частотної характеристики (рис.12, а). Цей фільтр можна розглядати як комбінацію з фільтра нижніх частот і чотирьох смугових фільтрів (рис. 12, б).

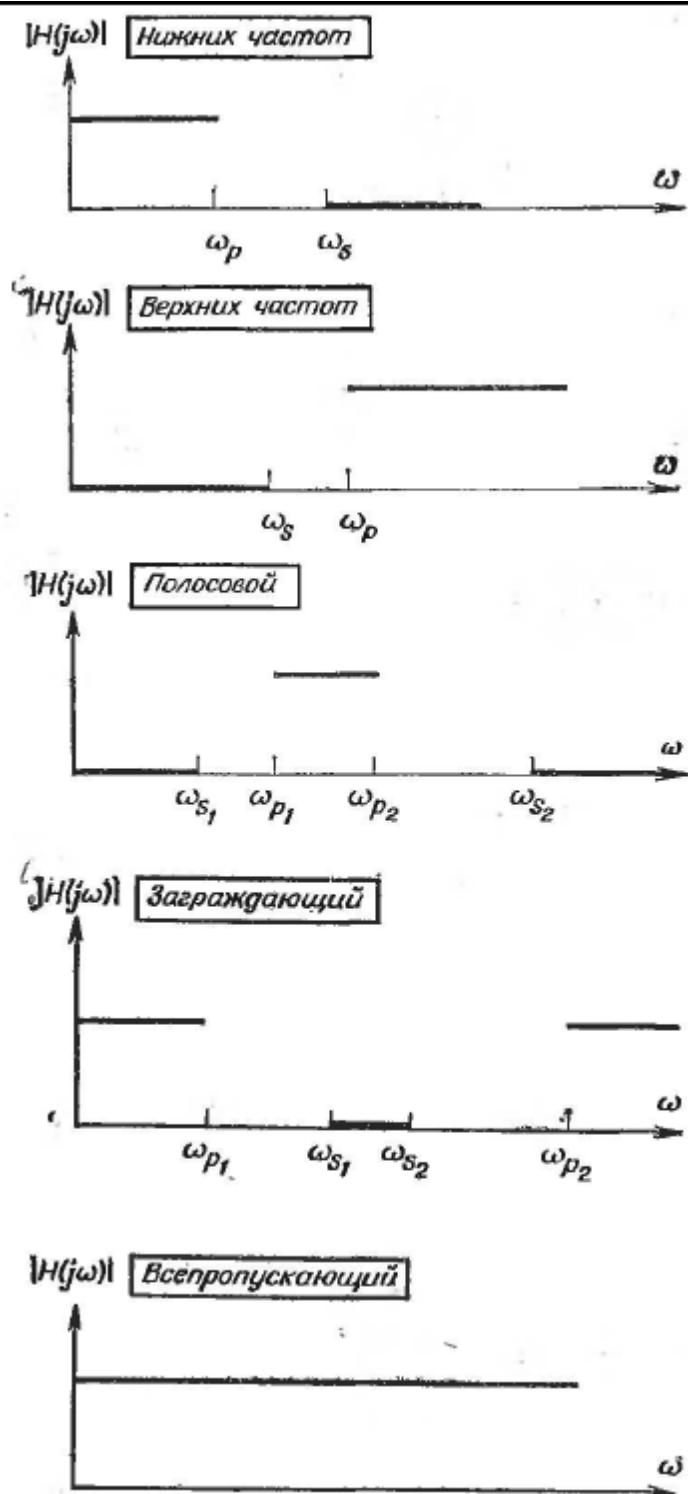


Рис.11 П'ять основних фільтрів

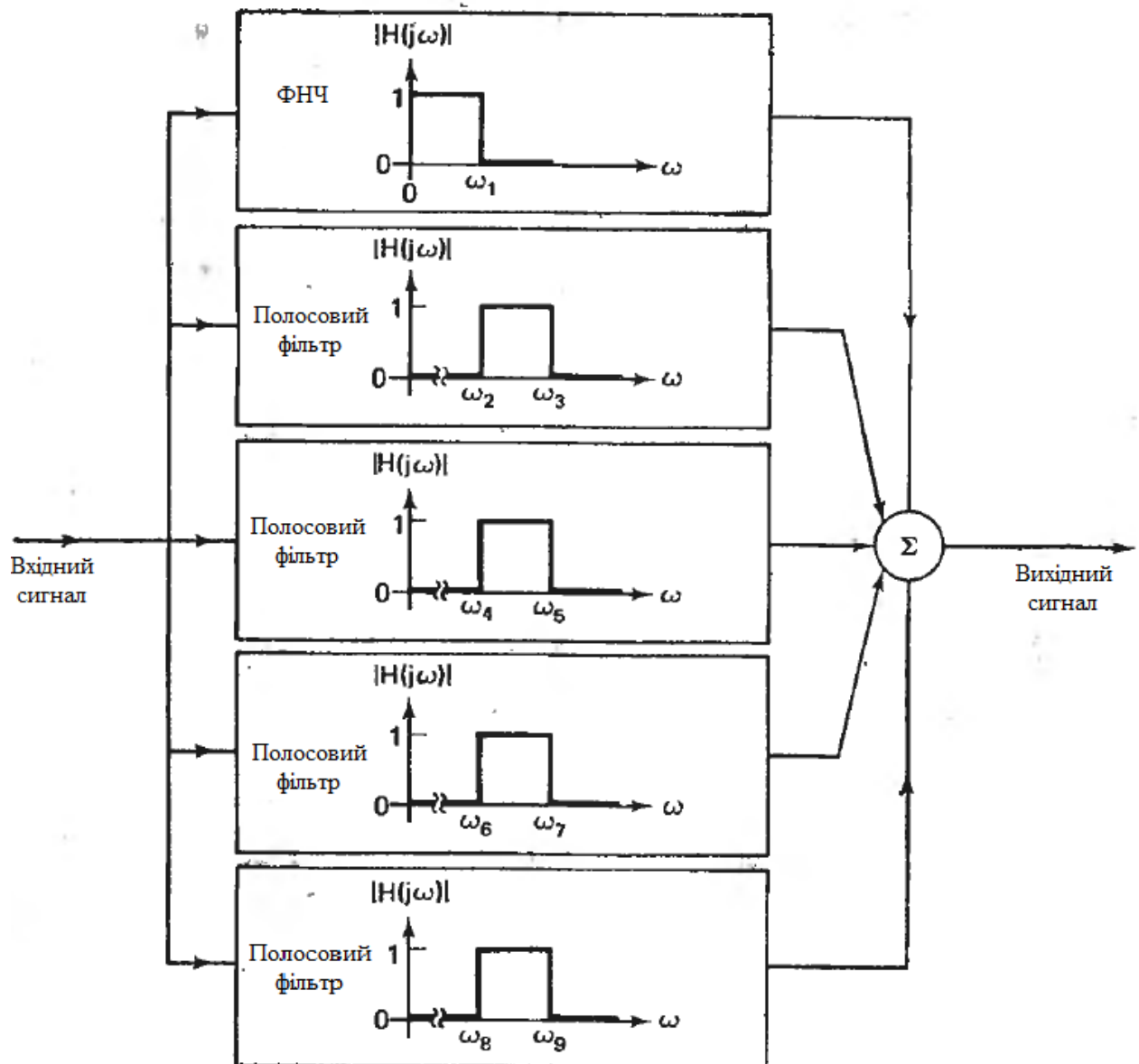


Рис.12 Приклад розкладу фільтрів

Розглянемо такий приклад застосування :

При передачі низькочастотного сигналу  $X_0(t)$ , типу мовного повідомлення, на далеку відстань необхідно до передачі промодулювати цим низькочастотним сигналом високочастотну несучу. Є кілька методів модуляції сигналу. На рис. 13 приведена структурна схема двосмугової амплітудної модуляції. У приймальнику переданий сигнал  $X_1(t)$  проходить через перетворювач частоти, де він множиться на сигнал модульованої частоти. Для відновлення початкового сигналу  $X_0(t)$  вихідний сигнал перетворювача частоти  $X_2(t)$  пропускається через фільтр нижніх частот з смугою пропускання  $[0, \omega_L]$  і смугою затримування від  $(2\omega_H - \omega_L)$  до нескінченності.

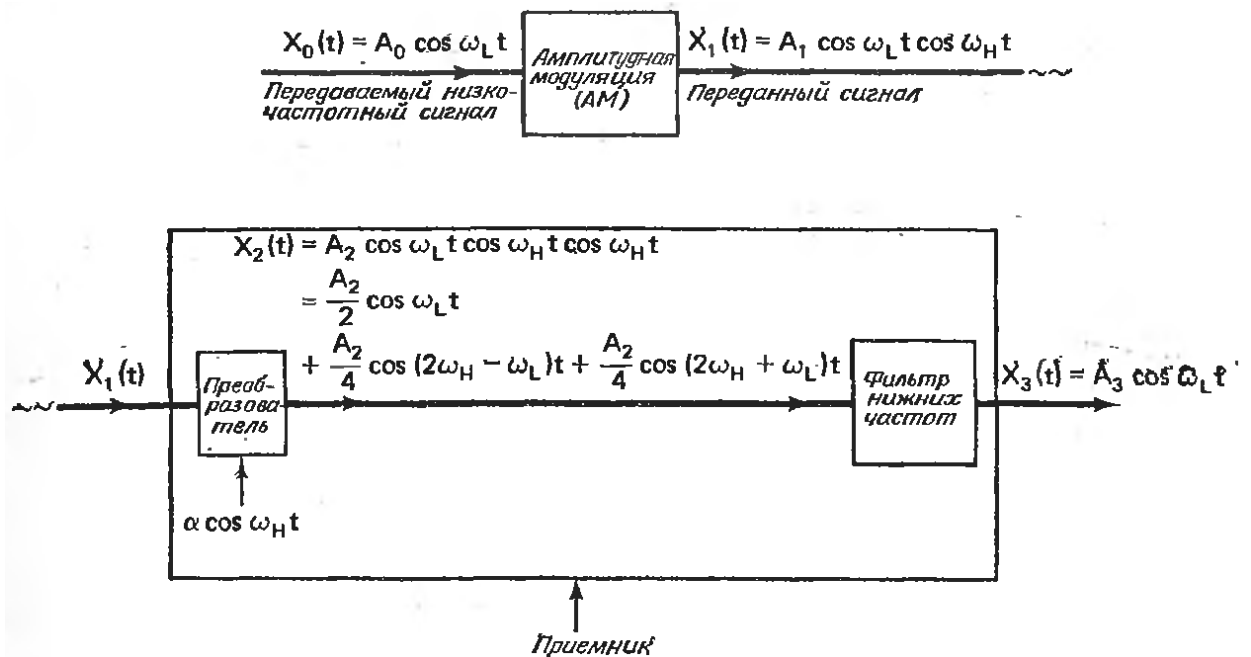


Рис.13 Структурна схема двополосної амплітудної модуляції



## 2.3 Характеристики фазочастотная і групового часу

До сих пір розглядалася тільки амплітудно-частотна характеристика, тепер же досліджуємо іншу складову частину частотної характеристики фільтра, а саме її фазочастотну характеристику (фазовий кут)  $\varphi(\omega)$  або, що еквівалентно, характеристику групового часу  $\tau(\omega)$ , де

$$\varphi(\omega) \triangleq -\angle H(j\omega), \quad (2.11)$$

$$\tau(\omega) \triangleq \frac{d}{d\omega} \varphi(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \angle H(j\omega). \quad (2.12)$$

Для розуміння фізичного змісту функцій фазового кута або групового часу фільтра вивчимо такі два випадки.

Спочатку роздивимось фільтр з характеристикою вигляду

$$\begin{aligned} H_1(j\omega) &= 1 \quad \text{для} \quad -\omega_c \leq \omega \leq \omega_c \\ &= 0 \quad \text{для} \quad \omega_c < \omega < -\omega_c, \end{aligned} \quad (2.13)$$

тобто фільтр з нульовим фазовим кутом і, отже, нульовим груповим часом для всіх частот. Його імпульсна характеристика дорівнює

$$\begin{aligned} h_1(t) &= (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} H_1(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = (1/2\pi) \int_{-\omega_c}^{\omega_c} e^{j\omega t} d\omega = \\ &= (1/\pi t) (1/2j) [\exp(j\omega_c t) - \exp(-j\omega_c t)] = \\ &= (1/\pi t) \sin \omega_c t = (\omega_c/\pi) (\sin \omega_c t / \omega_c t). \end{aligned} \quad (2.14)$$

Тепер роздивимось фільтр, який характеризується наступним співвідношенням:

$$\begin{aligned} H_2(j\omega) &= 1 \exp[-j(k\pi\omega/2\omega_c)] \quad \text{для} \quad -\omega_c \leq \omega \leq \omega_c, \\ &= 0 \quad \text{для} \quad \omega_c < \omega < -\omega_c. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Цей фільтр відрізняється від попереднього саме фазовим кутом у полосі пропускання, а його імпульсна характеристика має вигляд:

$$h_2(t) = (\omega_c/\pi) \sin [\omega_c t - (k\pi/2)] / [\omega_c t - (k\pi/2)]. \quad (2.16)$$

З порівняння рівнянь (2.14) та (2.16) випливає, що останній фільтр має часову затримку  $k\pi/2\omega_c$  від попереднього

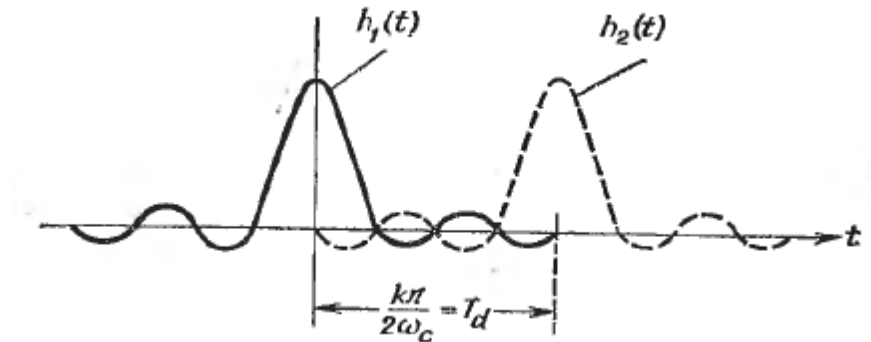


Рис.14 Приклад ілюструючий вплив групового часу

Слід відзначити, що груповий час другого фільтра:

$$\tau(\omega) = (d/d\omega) (k\pi\omega/2\omega_c) = (k\pi/2\omega_c) = T_d \quad (2.17)$$

Дорівнює часу запізнення його імпульсної характеристики.

Порівняння імпульсних характеристик цих двох фільтрів показує, що існує пряме співвідношення між груповим часом фільтра (або, що еквівалентно, фазовим кутом запізнення) і часом запізнення його імпульсної характеристики. Насправді рівняння (2.17) дійсне для всіх випадків.

Далі, для більшої визначеності роздивимось фільтр, який описується наступною передаточною функцією:

$$H(s) = Ke^{-st_0}. \quad (2.18)$$

Внаслідок цього, характеристика групового часу фільтра дорівнює

$$\tau(\omega) = -(d/d\omega) (-\omega t_0) = t_0. \quad (2.19)$$

Якщо подати на цей фільтр вхідне збудження

$$x(t) = u(t - T_0), \quad (2.20)$$

Де  $u(t)$  – функція одиничного скачка , то вихідний сигнал  $y(t)$  буде визначатися наступним чином:

$$y(t) = Ku [t - (t_0 + T_0)]. \quad (2.21)$$

Це означає, що груповий час фільтра по суті равний  $t_{\text{вих}} - t_{\text{вх}}$ , де  $t_{\text{вх}}$  – час, при якому вхідний сигнал досягає свого сталого значення, а  $t_{\text{вих}}$  – час встановлення вихідного режиму.

При використанні фільтрів в системах радіолокації особливо важливо визначити час приходу сигналу, тому фільтри , включені в обробку відбитих сигналів, повинні володіти найбільш лінійною фазочастотною характеристикою або, що еквівалентно, груповим часом, по можливості близьким до постійної величини. Відзначимо, що невеликі відхилення фазочастотної характеристики від лінійної внесуть різноманітні спотворення в імпульсну характеристику і, отже, призведуть до помилок в оцінці часу приходу сигналів.

Інша область, в якій знаходять застосування фільтри з лінійною фазою, – це обробка мови. Розглянемо випадок проходження мовного сигналу через фільтр з фазової характеристикою (рис. 15). В цьому випадку високочастотні компоненти мовного сигналу пройдуть через фільтр раніше низькочастотних і, отже, вихідний сигнал буде сильно спотвореною подобою вхідного. Очевидно, що така ситуація небажана для багатьох застосувань обробки мовних повідомлень. Добре відомо, що аналогові фільтри на зосереджених елементах не можуть забезпечити досконалу лінійну фазову характеристику на всій осі  $\omega$ . Отже, якщо необхіден фільтр з лінійною фазовою характеристикою , то необхідно визначити робочий діапазон частот , а потім розрахувати фільтр маючий таку характеристику в цікавлячій нас полосі частот.

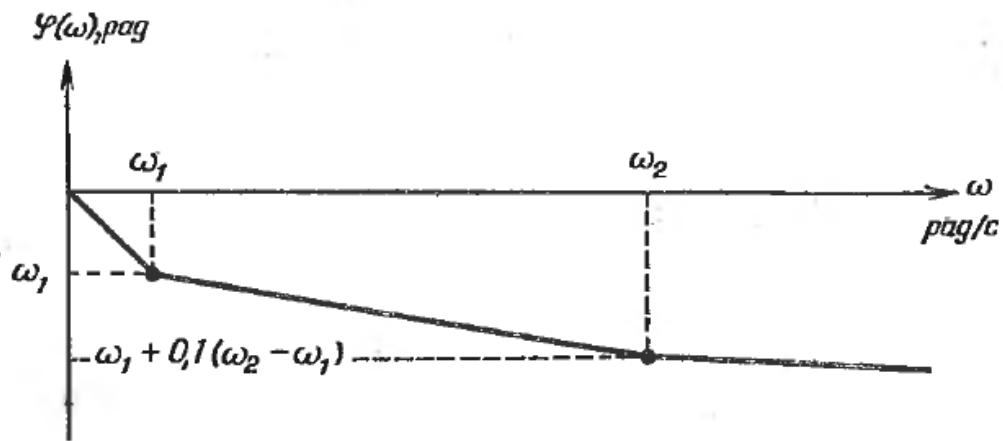


Рис.15 Приклад , ілюструючий вплив фільтра з нелінійною ФЧХ

## 2.4 Методика проектування

Опис фільтра повністю завершено, коли точно визначені його характеристики: амплітудно-частотна і фазочастотна або групового часу. На практиці для реалізації фільтра, що задовольняє заданим вимогам по обробці сигналу, можна використовувати методику розрахунку, подібну методикою, наведеною на рис. 1.9.

Етап 1 (рис. 16) містить технічні характеристики необхідного фільтра. У нього включаються вимоги до амплітудно-частотній характеристиці в смузі пропускання і смузі затримування, ширині перехідної смуги, характеристиці фазочастотної або групового часу, а також інші необхідні параметри, такі, як вхідний і вихідний опору, рівень сигналу, габарити, вага і вартість. Етан 2 обумовлює завдання знайти підхожу передавальної функції, яка задовольняє пред'явленим на етапі 1 вимогам.

Вибір буде залежати від робочого частотного діапазону, чутливості нулів і полюсів, рівнів опорів і т. д.

Етап 3 пов'язаний зі схемними реалізаціями передавальної функції, отриманої на етапі 2. Оскільки відсутні ідеальні електричні елементи, необхідно досліджувати допуски фільтрів, отримані на етапі 3, для визначення їх придатності на практиці, як зазначено в етапі 4. Якщо серед

отриманих на етапі 2 схем відсутні задовільні, то необхідно повернутися до етапу 2 або слід знизити вимоги до робочих характеристик і таким чином пройти етап 4. Далі необхідно застосувати методику оптимізації за вартістю та принцип роботи даного для знаходження із залишених після етапу 4 «кращої» схеми, як показано на етапі 6. Після цього можна конструювати і випробовувати лабораторний зразок як прототип для подальших досліджень.

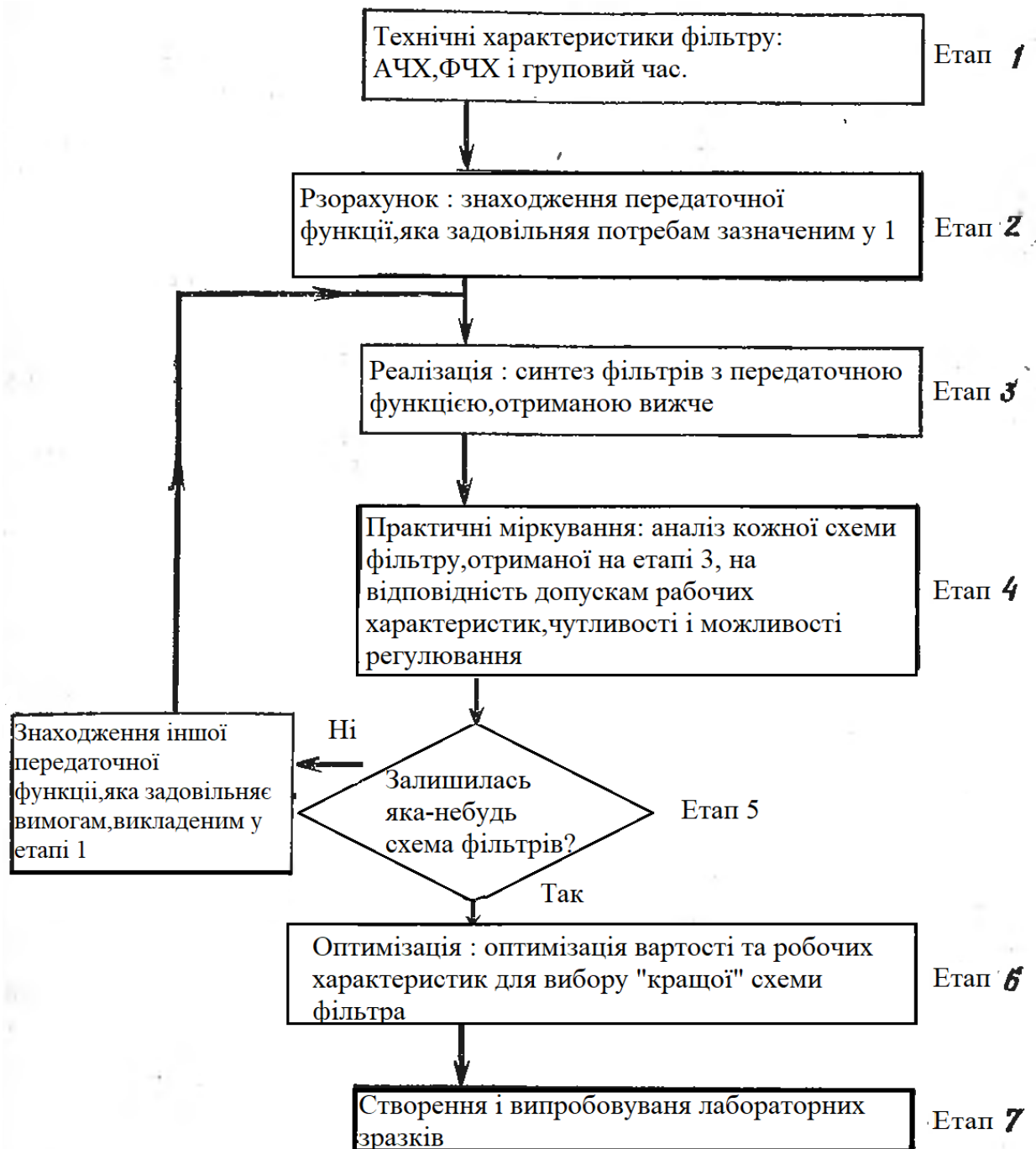


Рис. 16 Методика проектування

## 2.5 Приклад розрахунку фільтру на кварцевому резонаторі

Все частіше використовують високочастотні кварцові фільтри, виконані по так званим сходових схемами. Основна перевага подібних фільтрів - застосування однакових кварцових резонаторів, що істотно спрощує їх виготовлення. Як показує практика, характеристики фільтра виявляються досить близькими до розрахункових, і він не потребує додаткового налагодження перед установкою в апаратуру.

При розрахунку кварцових вузькосмугових фільтрів зазвичай задаються середньою частотою, пропускною здатністю і коефіцієнтом прямокутності амплітудно-частотної характеристики (АЧХ). Розрахунок починають з визначення необхідного числа кварцових резонаторів, при якому буде забезпечений заданий коефіцієнт прямокутності АЧХ. Цей аналіз зручно проводити на основі фільтрів-прототипів нижніх частот (НЧ). Фільтри НЧ добре вивчені, нормовані значення їх елементів розраховані практично на всі випадки і наведені у вигляді таблиць в довідниках з розрахунку фільтрів.

При розрахунку кварцових фільтрів зазвичай використовують фільтри-прототипи або з характеристикою загасання за Чебишевим або Батервортом (Рис. 17 а,б).

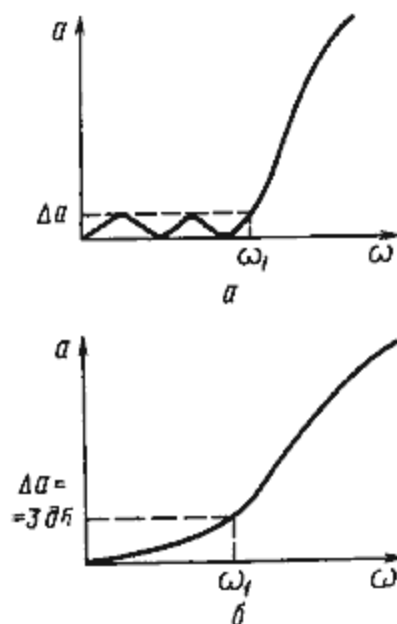


Рис.17 Загасання за Чебишевим та Батервортом

Характеристика за Чебишовим має коливальний характер в смузі пропускання і монотонний в смузі затримування, Батерворта - монотонний характер як в смузі пропускання, так і смузі затримування. Для приймально-передавальної апаратури краще фільтри з чебишовською характеристикою, так як коефіцієнт прямокутності АЧХ у них вище, ніж у батервортівських фільтрів. Якщо ж апаратура призначається для прийому швидкодіючих телеграфних сигналів, то бажано використовувати фільтри з Батервортівською характеристикою, оскільки вони мають менше шуму ніж фільтри з чебишовською характеристикою.

Допустиме значення нерівномірності АЧХ в смузі пропускання вибирають, виходячи з призначення фільтра і вимог до його складності. Збільшення допуску на нерівномірність АЧХ в смузі пропускання призводить до збільшення загасання в смузі затримування. Це дозволяє з меншим числом резонаторів забезпечити необхідне значення коефіцієнта прямокутності АЧХ. У кварцових фільтрах, які будуть використовуватися в якості основного фільтра SSB або CW сигналів в приймально-передавальної апаратури, цілком допустима нерівномірність до 1 дБ. На рис. 17 наведені так звані нормовані частотні характеристики загасання фільтрів НЧ Чебишева 3 - 9-го порядку з нерівномірністю АЧХ в смузі пропускання до 0.28 дБ.

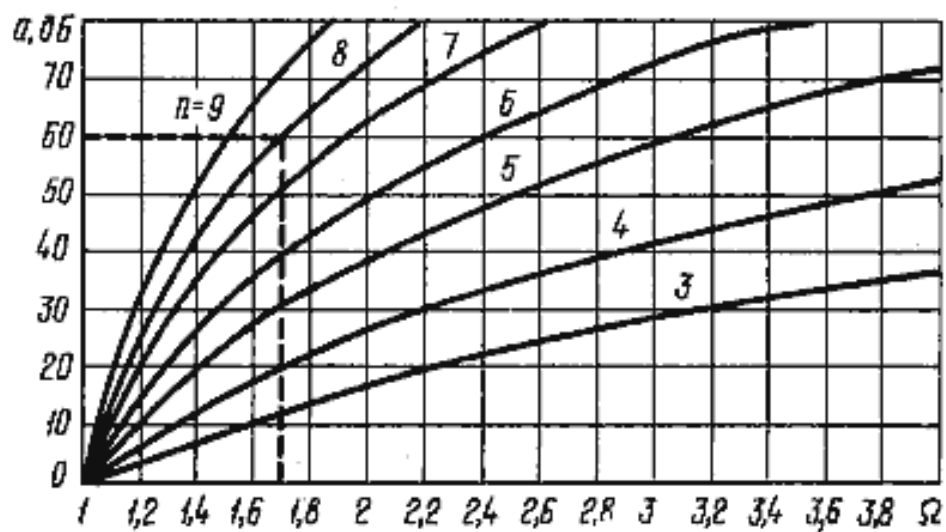


Рис.17 Нормовані характеристики загасання фільтрів НЧ Чебишева

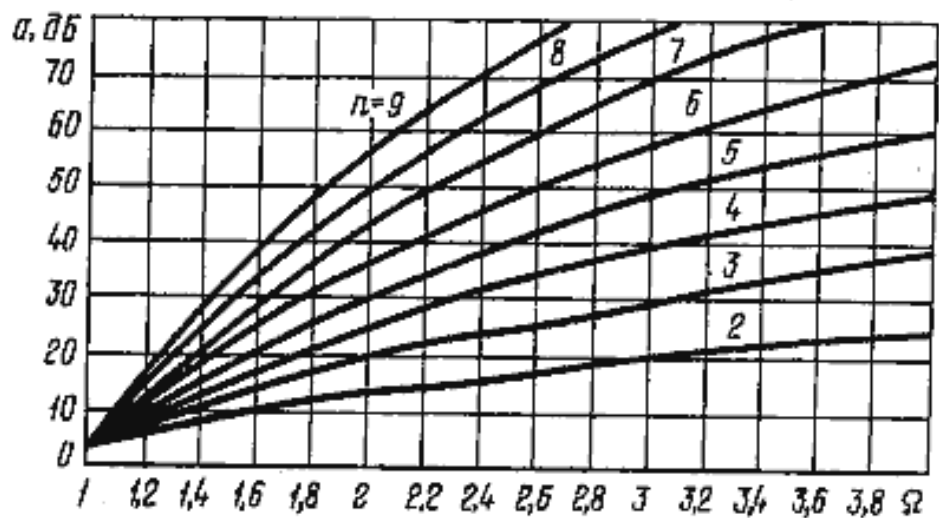


Рис.18 Нормовані характеристики загасання фільтрів НЧ Батерворта

Нормування вироблено шляхом перетворення  $\Omega = \omega / \omega_1$ , де  $\omega_1$  - кутова частота зрізу АЧХ фільтра. Нормовані значення елементів фільтра для схеми на рис. 18 наведені в табл. 1 і 2.

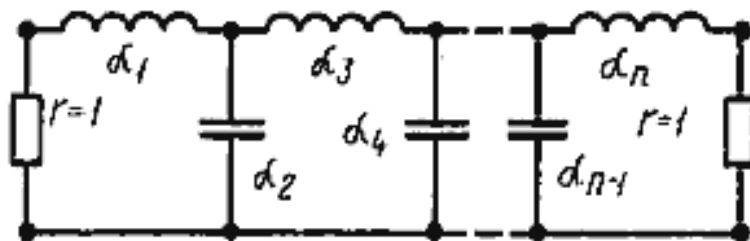


Рис.18 Приклад схеми східчастого фільтру

Значення реактивних елементів фільтрів НЧ Чебишева при нерівномірності АЧХ 0.28 дБ

Таблиця №2.1

n	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$	$\alpha_8$	$\alpha_9$
2	1,345	1,141	1,345	-	-	-	-	-	-
3	1,146	1,513	1,513	1,146	-	-	-	-	-
4	1,456	1,307	2,283	1,307	1,456	-	-	-	-
5	1,277	1,528	1,878	1,878	1,528	1,277	-	-	-
6	1,488	1,343	2,388	1,451	2,388	1,343	1,488	-	-
7	1,34	1,508	2,019	1,844	1,844	2,019	1,508	1,34	-
8	1,502	1,357	2,42	1,481	2,48	1,481	2,42	1,357	1,502



## Значення реактивних елементів фільтрів НЧ Батерворта

Таблиця №2.2

n	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$	$\alpha_8$	$\alpha_9$
2	1,414	1,414	-	-	-	-	-	-	-
3	1	2	1	-	-	-	-	-	-
4	0,7654	1,848	1,848	0,7654	-	-	-	-	-
5	0,618	1,618	2	1,618	0,618	-	-	-	-
6	0,5176	1,414	1,932	1,932	1,414	0,5176	-	-	-
7	0,445	1,247	1,802	2	1,802	1,247	0,445	-	-
8	0,3902	1,111	1,663	1,962	1,962	1,663	1,111	0,3902	-

Реальні значення розраховують за формулами  $C_i = \alpha_i / \omega_1 R$  і  $L_j = \alpha_j R / \omega_1$  ( $\alpha_i, \alpha_j$  - нормовані значення реактивних елементів,  $R$  - реальне значення опору навантаження фільтра). За наведеними на рис. 17 і 18 характеристикам можна вибрати відповідний тип фільтра-прототипу і його порядок. При перетворенні фільтра-прототипу НЧ в кварцовий фільтр число кварців в ньому так само порядку (числу реактивних елементів) вихідного фільтра.

Якщо потрібно прототип з числом елементів понад дев'ять, то порядок фільтра збільшують, повторюючи в ньому додатково необхідну кількість разів два середніх елемента. Наприклад, фільтр-прототип з десятима елементами можна отримати на основі 9-елементного фільтра. Для цього вихідний фільтр роз'єднують між п'ятим і шостим елементами і в розрив включають додатковий елемент, аналогічний п'ятому. У фільтрі-прототипі 11-го порядку в розрив 9-елементного фільтра повинні бути включені два додаткові елементи, рівних за значенням відповідно четвертому і п'ятому. Описана методика є наближеною, але досить точної для практичних цілей.

При заміні в фільтрі НЧ всіх конденсаторів паралельними коливальними контурами, а котушок індуктивності - послідовними він перетворюється в смуговий фільтр. Реальні значення елементів паралельних контурів визначають за формулами :

$$C_i = a_i / R (\omega_1 - \omega_{-1}) \quad ; \quad L_i = 1 / \omega_0^2 C_i$$

а послідовних -

(2.22)

$$C_j = 1 / \omega_0^2 L_j \quad ; \quad L_j = a_j R / (\omega_1 - \omega_{-1})$$

де  $\omega_1$  і  $\omega_{-1}$  - граничні частоти смуги пропускання, а  $\omega_0 = (\omega_1 - \omega_{-1})^{1/2}$ .

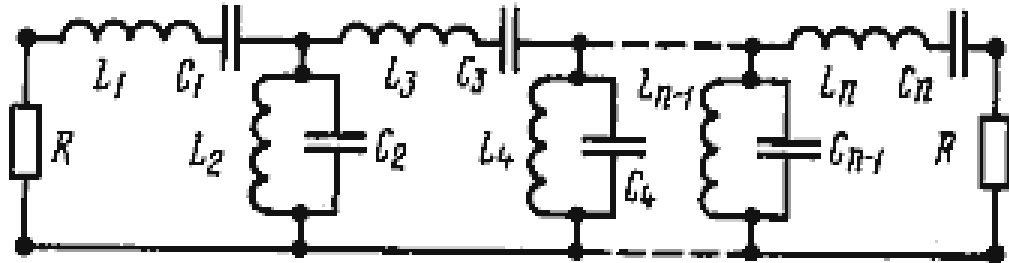


Рис.19 Схема смугового фільтра, перетворена з фільтра НЧ

Згідно з визначенням, коефіцієнт прямокутності АЧХ Кп дорівнює відношенню розладки фільтра  $\Delta\omega$ , для вузькосмугових фільтрів  $\Delta\omega = 2(\omega - \omega_0)$ , при якому забезпечується задане загасання, до смуги пропускання. У разі застосування вузькосмугових фільтрів  $K_p = \Omega$ , і його визначають з графіків на рис. 17 і 18.

Смуговий фільтр, що містить як паралельні, так і послідовні коливальні контури, можна перетворити в еквівалентний по АЧХ фільтр, який містить лише послідовні контури. Для цього використовується інвертор - перетворювач опорів. Під інвертором розуміється якийсь чотириполюсник, який, будучи завантаженим на лінійну ланцюг, поводить як дуальна їй ланцюг з характеристичною провідністю, що дорівнює її характеристичному опору.

Дуальний ланцюг - це дуально перетворений ланцюг. Дуальні перетворення полягають в заміні послідовних з'єднань паралельними, паралельних - послідовними, елементів ланцюга - дуальними елементами. Дуальними по відношенню один до одного є індуктивність і ємність, опір і провідність.

Значення елементів послідовних контурів в поздовжніх гілках ( $L_{пр}$ ,  $C_{пр}$ ) взаємопов'язані з елементами паралельних контурів в поперечних ланцюгах ( $L_{пп}$ ,  $C_{пп}$ ) через коефіцієнт інверсії K:

$$L_{\text{пр}} = K^2 C_{\text{ш}} \quad ; \quad C_{\text{пр}} = L_{\text{ш}} / K^2 \quad (2.23)$$

Як видно з формул, інвертор має властивості і ідеального трансформатора з коефіцієнтом трансформації, рівним коефіцієнту інверсії. Вводячи в смуговий фільтр (див. Рис. 19) інвертори можна отримати фільтр, що складається тільки з послідовних контурів в послідовних гілках, причому характеристичні опори цих контурів можна зробити однаковими. Схема такого фільтру показана на рис.20.

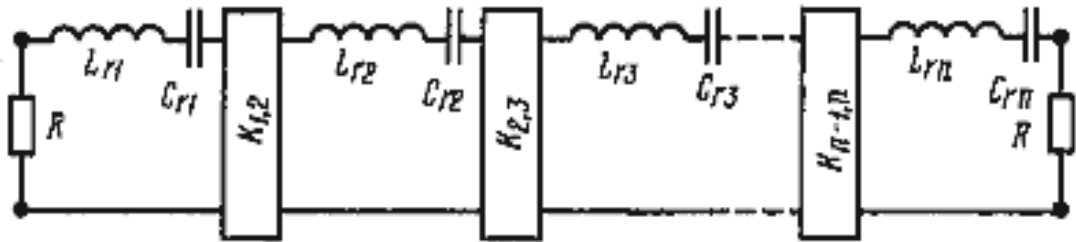


Рис.20 Схема фільтру с інверторами

Схеми на рис.20 та 19 можна вважати еквівалентними ,за виконанням наступних умов:

$$L_1=L_{r1}, C_1=C_{r1}, L_{r1}C_{r1}=\dots=L_{ri} C_{ri}=\dots=L_{rn}C_{rn}=1/\omega_0^2 \quad (2.24)$$

$$K_{ii}=\sqrt{L_{ri}L_{r(i+1)}/C_iL_{i+1}} \text{ (і-парне ціле число)} \quad (2.25)$$

$$K_{jj}=\sqrt{L_{rj}L_{r(j+1)}/L_jC_{j+1}} \text{ (j-непарне ціле число)} \quad (2.26)$$

$$K_{1,2}=\sqrt{L_{r2}/C_2} \text{ , } K_{n-1,n}=\sqrt{L_{r(n-1)}/C_{n-1}} \quad (2.27)$$

Ідеальних інверторів не існує. Однак при вузьких відносних смугах пропускання в якості інвертора можна використовувати вузол, що містить дві негативні ємності (рис 21). Коефіцієнт інверсії  $K$  цього вузла

$$K = 1 / \omega C \quad (2.28)$$

Практично цей вузол можна реалізувати тому, що при включенні його в смуговий фільтр негативні ємності інвертора включаються в послідовні коливальні контури. А кілька послідовно з'єднаних ємностей можна замінити однією, реактивний опір якої дорівнює сумі реактивних опорів замінних ємностей.

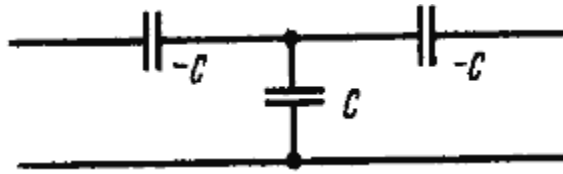


Рис.21 Вузол моделюючий інвертори ємностями

Послідовні коливальні контури в схемі на рис. 20 можна замінити кварцовими резонаторами, оскільки характери зміни їх опорів в області частот, близьких до частоти першого резонансу кварцу (для високочастотних резонаторів - кілька кілогерц від частоти резонансу), аналогічні. Але для такої заміни необхідно перетворити схему фільтра, домагаючись, щоб реальні значення реактивних елементів послідовних контурів і еквівалентної схеми кварцового резонатора стали рівними. Це можливо за умови, що

$$L_{r1} = \dots = L_{ri} = \dots = L_{rn} = L_{\text{кв}} \quad (2.29)$$

де  $L_{\text{кв}}$  - індуктивність еквівалентної схеми резонатора.

Замінивши інвертори в схемі рис. 20 вузлом рис. 21, отримано кілька окремих випадків при різних порядках вихідного фільтра-прототипу НЧ.

**n = 2.** Вихідний фільтр (рис. 22, а) можна замінити дворезонаторним кварцовим (рис. 22, б).

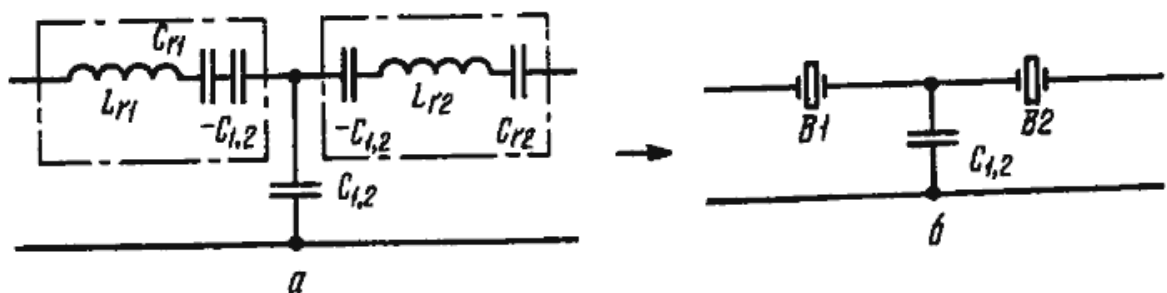


Рис.22 Приклад заміщення ланцюгів еквівалентними резонаторами. n=2

З малюнка слід, що

$$1 / C_{\text{кв}} = 1 / C_{\text{r}} - 1 / C_{1,2} \quad (2.30)$$

де  $C_{\text{кв}}$  - ємність послідовного контуру еквівалентної схеми кварцового резонатора,

$n = 3$ . З вихідної схеми (рис. 23, а) видно, що алгебраїчна сума ємностей середнього контуру ( $-C_{1,2}$ ,  $C_r$ ,  $-C_{2,3}$ ) не дорівнює сумі ємностей в крайніх контурах.

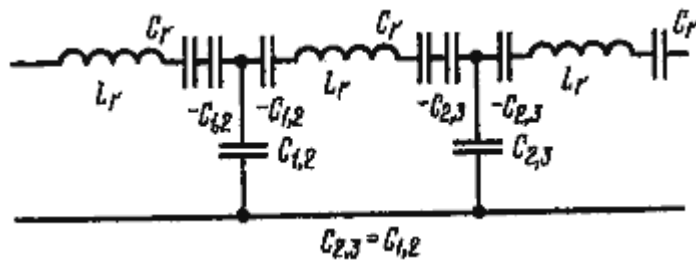


Рис.23 Фільтр 3-го порядку

Включивши послідовно в крайні контури додаткові ємності  $-C_{2,3}$ ,  $C_{2,3}$  і  $-C_{1,2}$ ,  $C_{1,2}$  (рис. 24), отримаємо схему трьохрезонаторного фільтра (рис. 25).

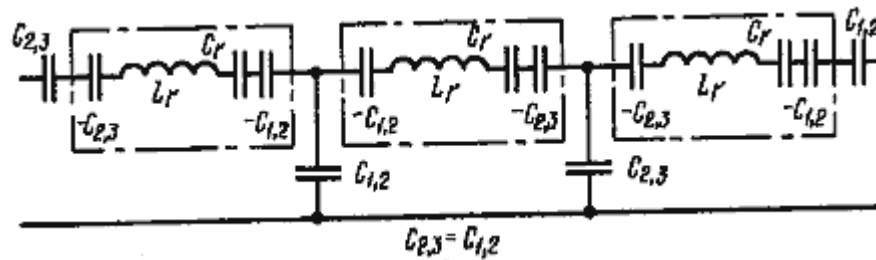


Рис.24 Були додані редагуючі ємності  $-C_{2,3}$ ,  $C_{2,3}$  і  $-C_{1,2}$ ,  $C_{1,2}$

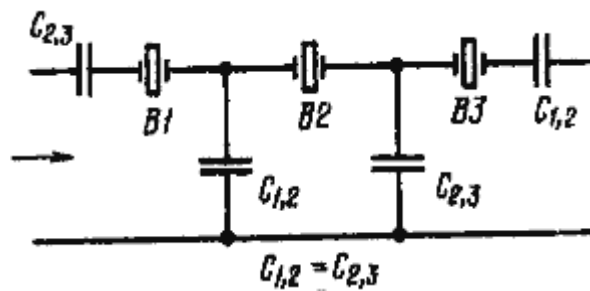


Рис.25 Трьохрезонаторна схема

При цьому  $1 / C_{\text{кв}} = 1 / C_r - 1 / C_{1,2}$  (2.31)

**n=4.** Вихідна схема показана на рис. 26, а перетворена, чотиререзонаторного фільтра - на рис. 27.

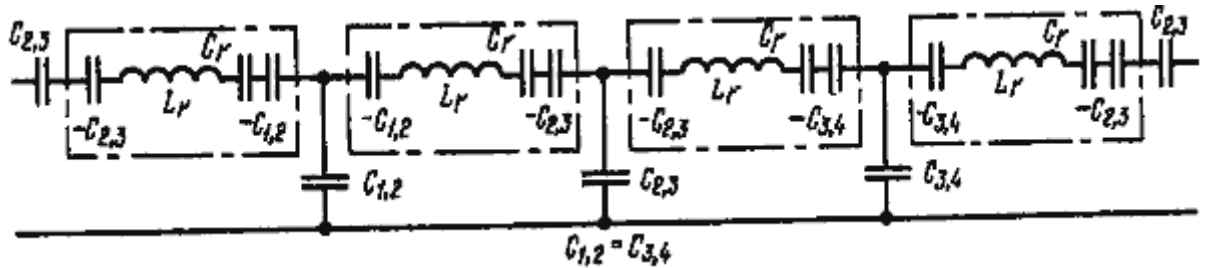


Рис.26 Фільтр 4-го порядку

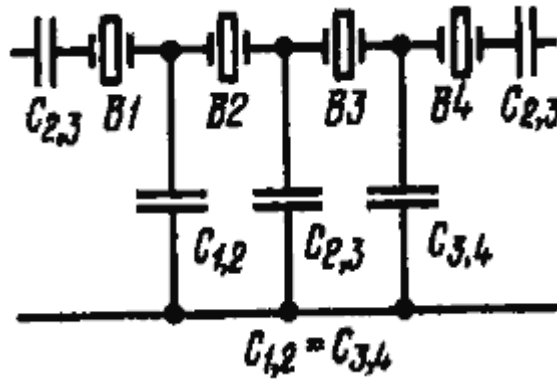


Рис.27 Чотирирезонаторна схема

З малюнків випливає, що

$$1 / C_{\text{кв}} = 1 / C_r - 1 / C_{1,2} - 1 / C_{2,3} \quad (2.32)$$

$$R = L(\omega_1 - \omega_{-1}) / \alpha_1, C_{1,2} = C_{n-1,n} = 1 / \omega \sqrt{\frac{\alpha_2}{L_{\text{кв}} R (\omega_1 - \omega_{-1})}} \quad (2.33)$$

З огляду на те, що відповідно до формул (2.31) - (2.32),  $C_r < C_{\text{кв}}$  середня частота смуги пропускання фільтра виходить вище частоти першого резонансу використаних кварців. Однак з огляду на узкополосність фільтрів, при практичних розрахунках можна приймати  $\omega_0 = \omega_{\text{кв}}$  ( $\omega_{\text{кв}}$  - кутова частота першого резонансу кварцових резонаторів). Більш точні результати дає емпірична формула

$$\omega_0 = \omega + (\omega_1 - \omega_{-1}) / 2 \quad (2.34)$$

Розглянемо кілька випадків еволюції кварцових фільтрів з фільтрів-прототипів НЧ з порядками вище четвертого.

$n = 5$ . З вихідної схеми (рис. 28), в яку вже для вирівнювання опорів ємностей в контурах включені додатково ємності  $-C_{2,3}$  і  $C_{2,3}$  (за аналогією з попередніми випадками), видно, що алгебраїчна сума опорів ємностей середнього контуру відрізняється від суми опорів ємностей інших контурів.

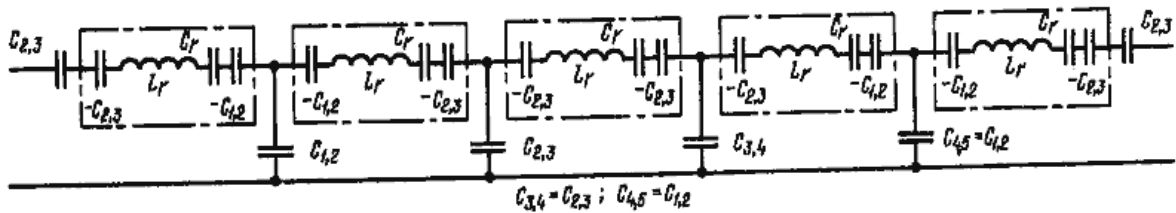


Рис.28 Фільтр 5-го порядку

Тому в середній контур включають ще і негативну ємність  $C$  (рис. 29) і отримують п'ятірезонаторний фільтр (рис. 30).

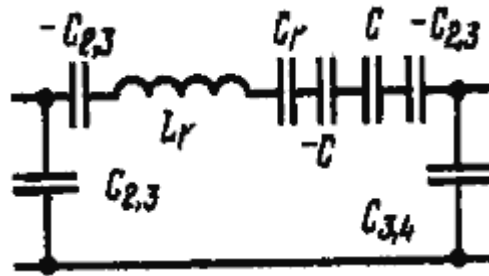


Рис.29 Додаткова негативна ємність

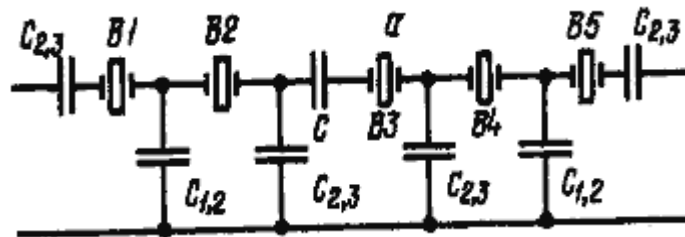


Рис.30 П'ятірезонаторний фільтр

$$\text{Зі схеми видно, що } 1 / C = 1 / C_{1,2} - 1 / C_{2,3}. \quad (2.35)$$

**n = 6.** Схему шестирезонаторного фільтра (рис. 31) отримують по аналогії з попереднім випадком.

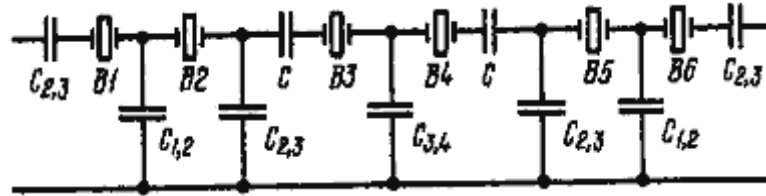


Рис.31 Шостирезонаторний фільтр

При цьому  $1 / C = 1 / C_{1,2} - 1 / C_{3,4}.$  (2.36)

**n=7.** Для вирівнювання опорів ємностей у всіх ланках семірезонаторного фільтра (рис. 32) в середню ланку включають негативну ємність  $C_1$ , в примикають -  $C_2$ .

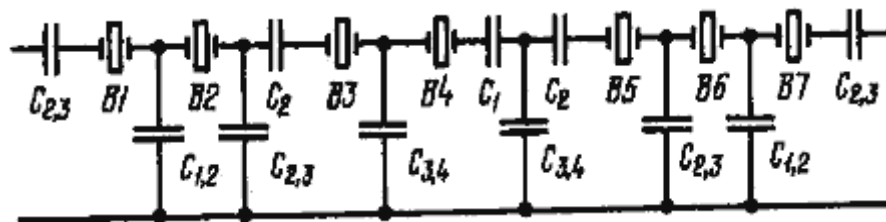


Рис.32 Семірезонаторний фільтр

У побудованому фільтрі

$$1 / C_1 = 1 / C_{1,2} + 1 / C_{2,3} - 2 / C_{3,4} \quad (2.37)$$

$$1 / C_2 = 1 / C_{1,2} - 1 / C_{3,4} \quad (2.38)$$

**n = 8.** На відміну від попереднього випадку в восьми резонатора фільтрі (рис. 14) конденсатор  $C_1$  присутня в двох суміжних ланках.

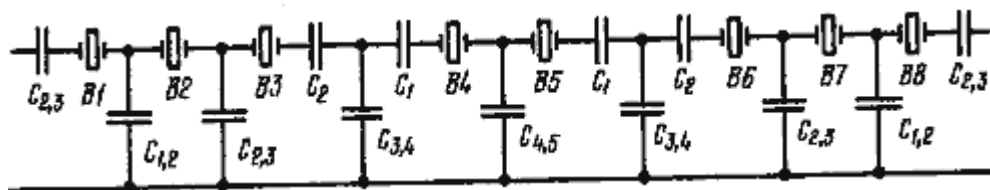


Рис.33 Восьмирезонаторний фільтр



Ємності додаткових конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  вибирають з умов, що

$$1 / C_1 = 1 / C_{1,2} + 1 / C_{2,3} - 1 / C_{3,4} - 1 / C_{4,5}. \quad (2.39)$$

$$1 / C_1 = 1 / C_{1,2} - 1 / C_{3,4}. \quad (2.40)$$

Таким чином, можна побудувати схеми з будь-яким числом кварцових резонаторів.

## 2.6 Практичні схеми кварцових фільтрів

Як правило, в реальному приймально-передавальній апаратурі кварцовий фільтр навантажений на вузли, що володіють деякою ємністю, наприклад, вхідний або вихідний ємністю транзистора, ємністю екранованого проводу. Ємнісне навантаження може помітно спотворити АЧХ фільтра. Послідовні ємності на вході і виході фільтра легко можна трансформувати в паралельні (рис. 34).

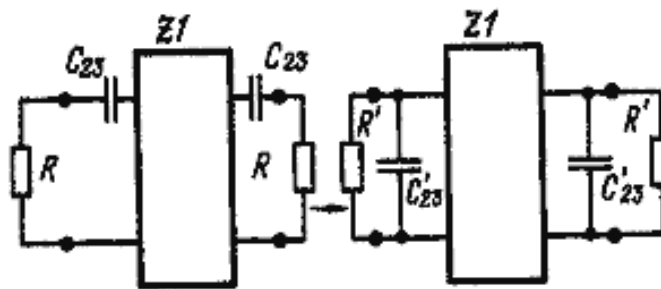


Рис.34 Перетворення ємностей

Паралельна ємність  $C'_{2,3}$  на вході фільтра дорівнює

$$C'_{2,3} = C_{2,3} / (1 + \alpha_{2,3}^2) \quad (2.41)$$

При трансформації послідовної ємності в паралельну зростає опір навантаження фільтра:

$$R' = R (1 + \alpha_{2,3}^2) \text{ де } \alpha_{2,3} - \text{нормоване значення ємності } C_{2,3}$$

$$\alpha_{2,3} = \omega_0 RC_{2,3}$$

При установці фільтру в реальну конструкцію ємності навантаження можуть бути нейтралізовані відповідним зменшенням ємності паралельно включених на вході і виході конденсаторів фільтру.

Часто в приймально-передавальній апаратури бажано мати кілька різних смуг пропускання. Будувати окремі фільтри для кожної необхідної смуги не завжди виправдано, так як зростає число необхідних кварцових резонаторів. Якщо порядок фільтру не перевищує чотирьох, можна побудувати фільтр з перемикаємою смугою пропускання (рис. 35).

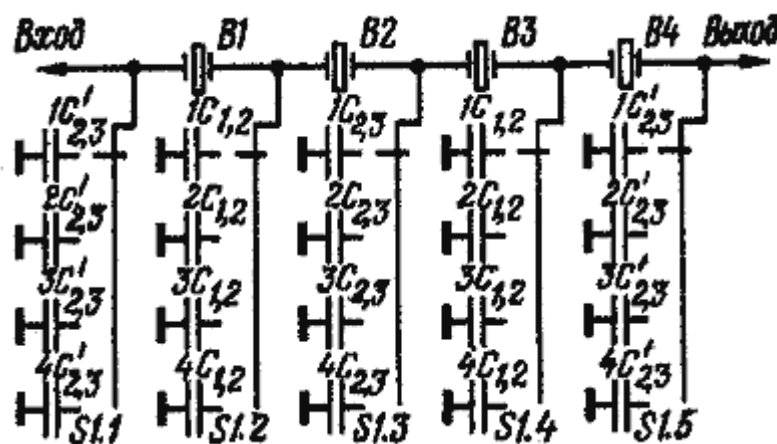


Рис.35 Приклад фільтру з перемикаємою смугою пропускання

При недостатній вибірковості чотирьохкристального фільтру можна послідовно включати кілька фільтрів. У цих випадку, щоб не збільшилася нерівномірність АЧХ в смузі пропускання, між фільтрами включають розв'язуючі ланцюги для узгодження опорів навантаження або окремі фільтри включають в різні каскади апаратури. Слід зазначити, що зміна смуги пропускання тягне за собою і необхідність зміни опору навантаження фільтру. Тому при конструюванні фільтру слід передбачити одночасне перемикання смуги пропускання і навантаження.

Відповідно до формул (2.31) - (2.32) при перемиканні смуги пропускання одночасно змінюється середня частота смуги пропускання, яку можна приблизно розрахувати за емпіричною формулою (2.34). При зміні середньої частоти нижня гранична частота смуги пропускання залишається близькою

до частоти першого резонансу використаних кварцових резонаторів, що дозволяє застосувати такий же резонатор.

Якщо бажаний коефіцієнт прямокутності АЧХ не може бути досягнутий з наявним числом кварцових резонаторів, слід вибирати в якості фільтра-прототипу фільтр Чебишева з більшою нерівномірністю в смузі пропускання. На рис. 36 показано взаємозв'язок коефіцієнта прямокутності АЧХ (- 60 дБ) з нерівномірністю АЧХ в смузі пропускання для фільтра Чебишева 6-го порядку.

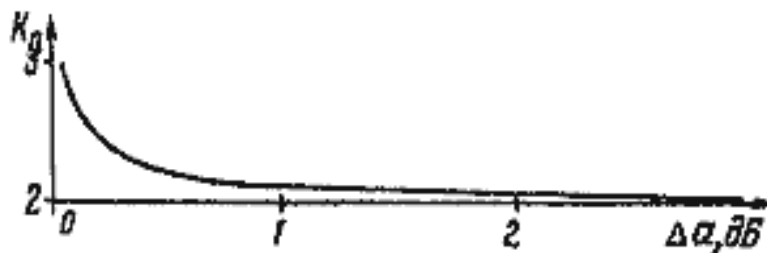


Рис.36 Взаємозв'язок коефіцієнта прямокутності АЧХ з нерівномірністю АЧХ

З малюнка видно, що підвищення допуску на нерівномірність АЧХ до 1 дБ помітно покращує виборчі властивості фільтра. Подальше підвищення нерівномірності АЧХ істотного виграшу не дає.

## 2.7 Фільтри на механічних гармоніках

Всі наведені вище формули придатні і для розрахунку фільтрів на механічних гармоніках. Однак необхідно відзначити наступне. З рис. 36 видно, що крутизна високочастотного ската характеристики загасання кварцового фільтру більше низькочастотного. Це пояснюється низкою припущень, прийнятих при еволюції схеми кварцового фільтру з фільтра-прототипу НЧ. При заміщенні послідовних контурів у схемі рис. 20 кварцовими резонаторами нехтували наявністю паралельної ємності  $C$  в

еквівалентній схемі кварцового резонатора. Строго кажучи, при наявності  $C$  АЧХ кварцового фільтру відхиляється від чебишовських або батервортської характеристики загасання. В області частот вище смуги пропускання з'являється полюс нескінченного загасання, а в області частот нижче смуги пропускання загасання фільтра дещо знижується. Відхилення реальної характеристики загасання фільтра від чебишовських або батервортської тим більше, чим ближче полюс нескінченного загасання до смуги пропускання фільтра. У свою чергу це залежить від резонансного проміжку  $\Delta f$  кварцових резонаторів (від різниці частот послідовного  $f_2$  і паралельного  $f_1$  резонансів):

$$\Delta f = f_2 - f_1, \quad f_1 = 1/2\pi \sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}} \quad (2.42)$$

$$f_2 = 1/2\pi \sqrt{\frac{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}} C_0}{C_{\text{кв}} + C_0}} \quad (2.43)$$

Індуктивність еквівалентної схеми кварцового резонатора не залежить від номера механічної гармоніки і залишається постійною, а ємність послідовного резонансу зменшується. Отже, резонансний проміжок кварцових резонаторів з ростом номера механічної гармоніки знижується. При великому значенні  $C_0$ , наприклад у резонаторів старих типів, взагалі не вдається отримати необхідну ширину смуги не тільки на гармоніках, але і на основній частоті. Це пояснюється тим, що полюс нескінченного загасання виходить в межах необхідної смуги пропускання. Багато сучасні кварцові резонатори з високою частотою резонансу на першій гармоніці мають достатній резонансний проміжок, що дозволяє використовувати їх в якості елементів фільтра до п'ятої механічної гармоніки. Автором були побудовані кварцові фільтри на частоті п'ятої механічної гармоніки 85 МГц з пропускною здатністю 2.2 кГц. Вимірний резонансний проміжок становив 3,4 кГц. Резонансний проміжок можна розширити підключенням паралельно або послідовно до кварцовим резонаторам котушок індуктивності.

Складнощі виникають також і через те, що номінали конденсаторів зв'язку виходять досить малими, порівнянними з ємністю монтажу. Тому при конструюванні кварцових фільтрів на частотах механічних гармонік слід особливо продумати монтаж, по можливості застосовувати малогабаритні деталі.

Радикальним заходом зниження впливу ємностей монтажу є використання паралельних коливальних контурів замість конденсаторів зв'язку. Відповідною переналаштуванням цих контурів можна отримати бажані реактивні ємнісні опору зв'язку (інверторів). Якщо кварцові фільтри, розраховані на частоту основної гармоніки, не вимагають ніякої настройки і дають гарний збіг розрахункових результатів з реальними характеристиками, то розробка фільтрів на механічних гармоніках вимагає певної експериментальної роботи. На рис. 37 показана схема чотирехкварцевого фільтра на частоту 85 МГц. Коефіцієнт прямокутності (на рівні - 40 дБ) дорівнює 2.8, втрати в смузі пропускання -3 дБ, нерівномірність АЧХ - 1 дБ.

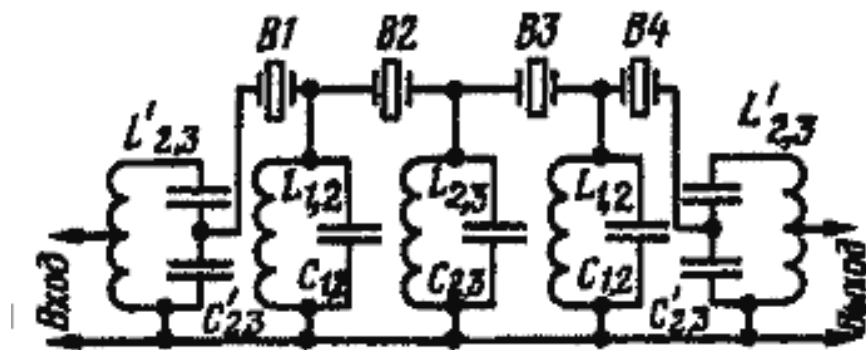


Рис.37 Чотирекварцовий резонатор із контурами для компенсації ємностей монтажу

### 3. Еквівалентні перетворення на операційних підсилювачах. Схема Антоніо . Схемотехнічне корегування параметрів резонатору.

#### 3.1 Операційні підсилювачі

На рис. 38 показаний операційний підсилювач (ОП), який характеризується:

- 1) входним повним опором  $Z_{вх} = \infty$ ,
- 2) вихідним повним опором  $Z_{вих} = 0$ ,
- 3)  $V_{вих} = A (V_1 - V_2)$  при  $A \rightarrow \infty$ ,

де  $V_1, V_2$  і  $V_{вих}$  являють собою відповідно напруги між вузлом 1 та землею, вузлом 2 і землею і вузлом 3 і землею. Цей шестиполіусний пристрій можна представити в наступному вигляді:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ V_{вих} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -A & A & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I_{вих} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

де  $A \rightarrow \infty$ . Зазвичай з'єднання ОП з землею не зображується.

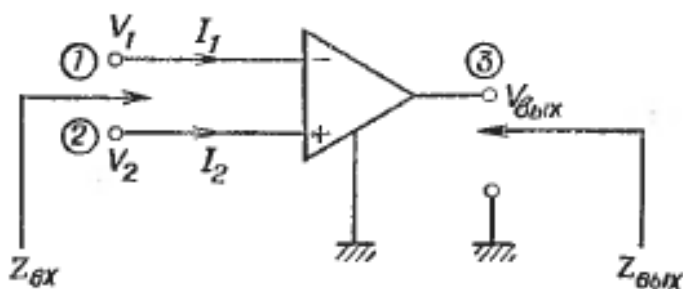


Рис.38 Операційний підсилювач

Фізичний ОП має характеристики, близькі до раніше наведених ідеальних характеристик при забезпеченні належного зміщення, фазової корекції і точної балансування за умови, що він працює в низькочастотному діапазоні і при рівні його вихідної напруги  $\pm E$  В, де  $E$  в основному становить кілька вольт, які залежать від джерел живлення. Для забезпечення деякого

скорочення в розрахунках схем на ОП зауважимо, що  $I_1 = I_2 = 0$ , через вхідні затиски ОУ.

### 3.2 Схема Антоніо . Узагальнений конвертор повного опору

Схема Антоніо , або узагальнений конвертор повного опору (КПО).Зображений на рис. 39 , узагальнений конвертор повного опору являє собою чотирьохполюсний пристрій, здатний забезпечувати вхідний повний опір з боку однієї з двох його пар затискачів у вигляді добутку повного опору, підключеного до його іншої пари затискачів, на деякі внутрішні повні опори. Він характеризується ланцюговою матрицею

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & \frac{1}{f(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

де  $f(s)$  називається функцією перетворення повного опору, а  $k$  зазвичай нормовано до одиниці.

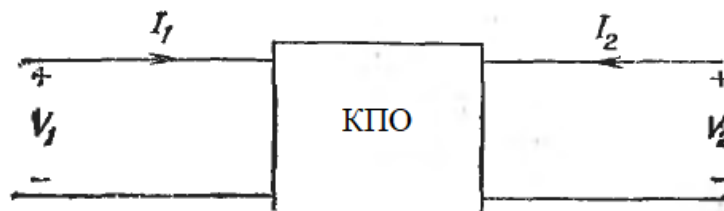


Рис.39 Чотирьохполюсник КПО

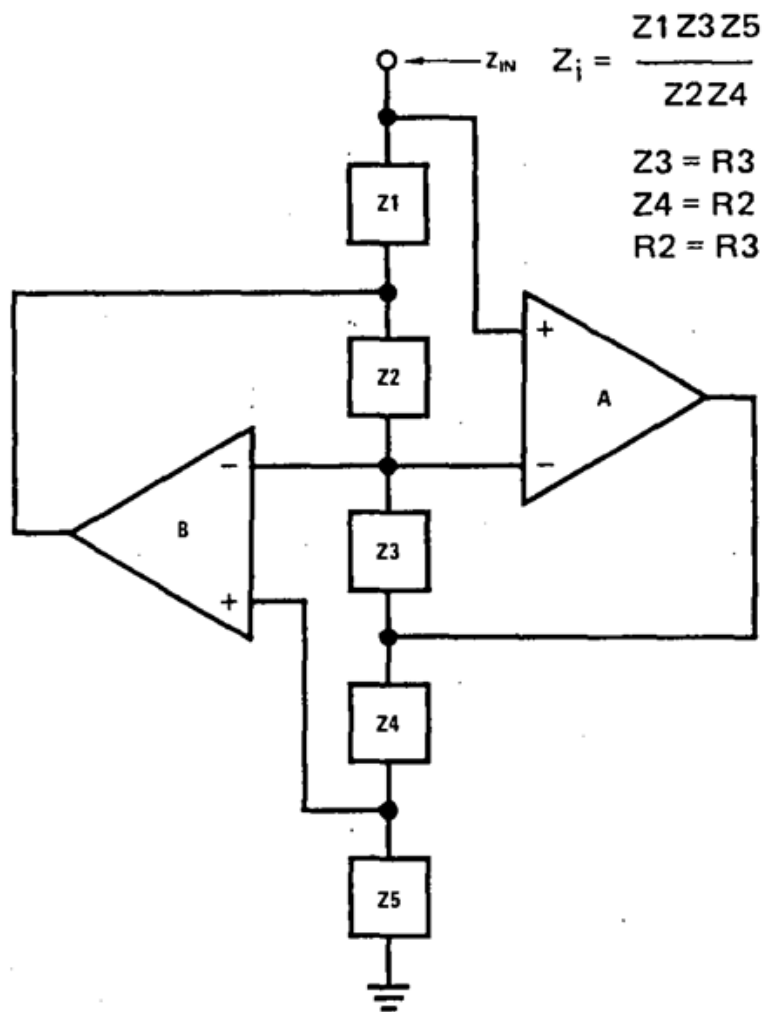


Рис.40 Загальна схема КПО

Для цього перетворювача імпедансу , якщо виразити  $Z_5$  як довільне навантаження , функція перетворення має наступний вигляд:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4} Z_5 = K(s) Z_5 \quad (3.3)$$

Існує декілька конфігурацій елементів , в залежності від яких передавальна функція , і сама схема буде симулювати роботу певних елементів , таких як частотно залежний від'ємний опір(ЧЗВО) або заземлена катушка індуктивності.



Схема симуляції катушки наведена на рис. 41 :

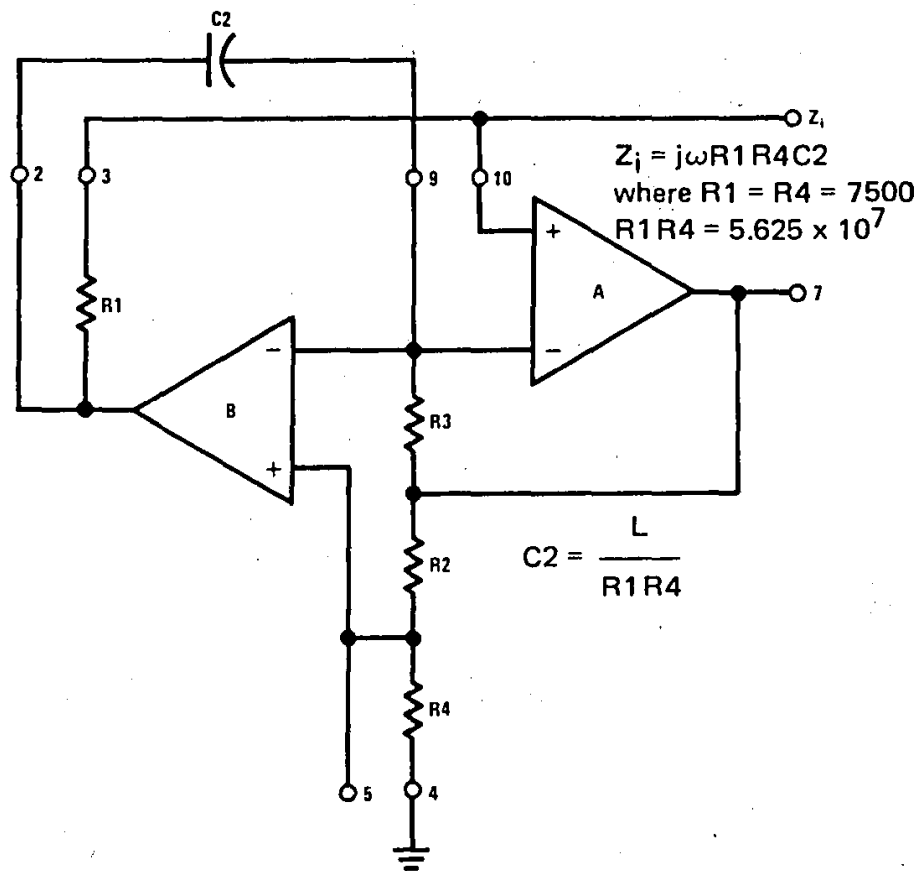


Рис.41 Реалізація гіратора на схемі Антоніо

$$\text{Де } Z_{in} = \frac{s \cdot R2 \cdot C2 \cdot R4 \cdot R1}{R3} = sC2 \cdot R4 \cdot R1; \quad (3.4)$$

Якщо опір катушки  $Z_L = sL$ , то схема симулює роботу катушки з номіналом індукованості  $L = C2R4R1$ .

Тепер роздивимось ЧЗВО. ЧЗВО є двухполюсним пристроєм з повним опором, рівним  $1/s^2D$ , де  $D$  - позитивне число і має розмірність Фарада в квадраті, або  $\Phi^2$ . Для сталих синусоїдальних режимів повний опір ЧЗВО стає рівним:

$$Z(j\omega) = -(1/\omega^2 D) \quad (3.5)$$

що еквівалентно резистору, негативний опір якого залежить від робочої частоти. У цьому полягає причина використання такої детальної назви.

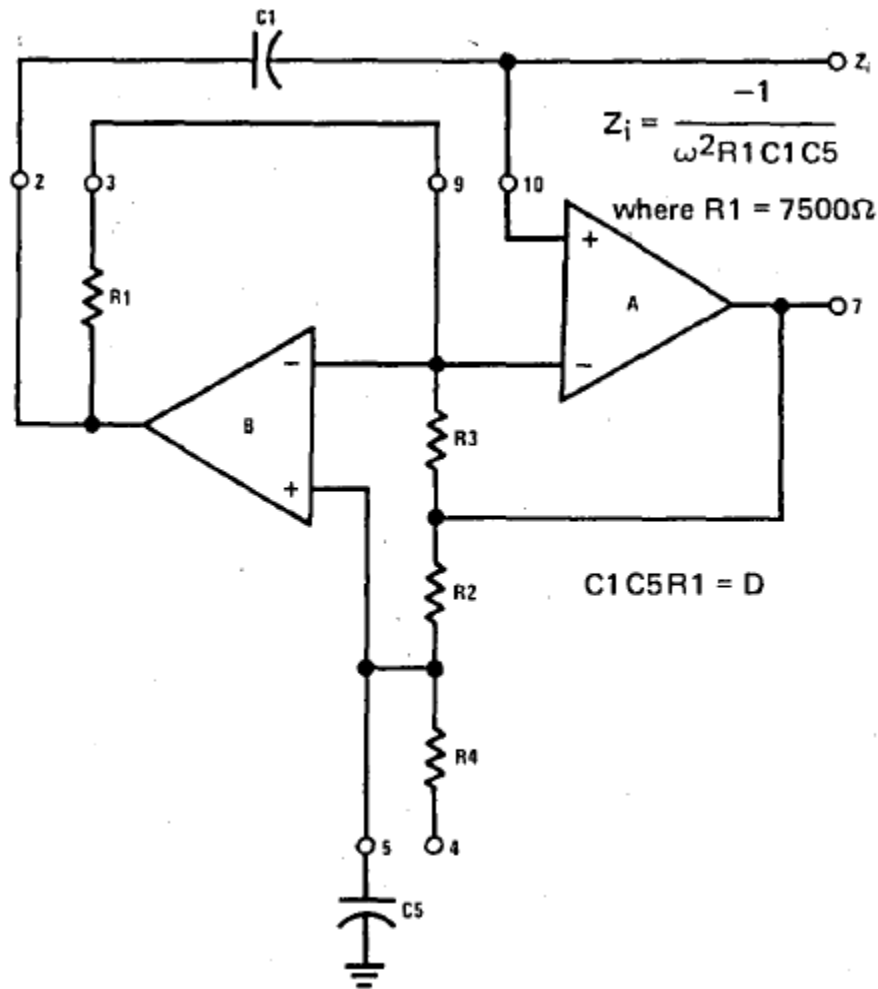


Рис.42 Схема ЧЗВР

У нас є кілька альтернативних варіантів вибору елементів в КПО, які в основному відрізняються з урахуванням чутливості до смуги пропускання операційних підсилювачів. Найкраща реалізацію ЧЗВР отримують, вибравши  $Z1 = 1 / sC1$ ,  $Z2 = R1$ ,  $Z3 = R2$ ,  $Z4 = R3$  і  $Z5 = 1 / sC5$ .  $R2 = R3$ .

Таким чином бачимо що опір цієї схеми:

$$Z_{in} = \frac{1 * R2}{s^2 * R1 * R3 * C1 * C5} = \frac{1}{s^2 * R1 * C1 * C5} \quad (3.6)$$

З формул (3.3),(3.6) можна сказати, що для ЧЗВО  $K(s) = \frac{1}{s * R1 * C1} = \frac{k}{s}$ , де  $k$  довільна константа залежна від номіналів  $R1$  та  $C1$ . Отже ця схема виконує поділ навантаження  $Z5$  (рис.40) на оператор  $s$ .

Відомо, що ЧЗВО, ще називається супер конденсатором, адже при навантаженні  $Z5 = C5$ , ми ділимо імпеданс конденсатору  $Z_c = 1/sC$ , на  $s$ .

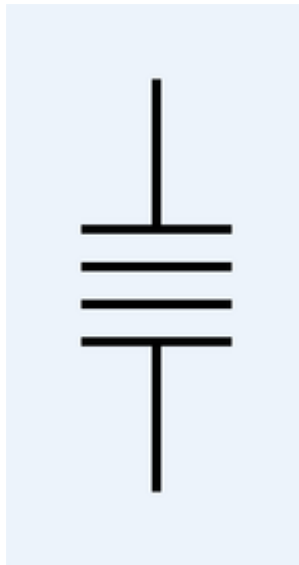


Рис.43 Умовне позначення ЧЗВО, або суперконденсатору

Відомо, що катушки індуктивності є складними елементами для інтегральних схем. Заземленні катушки індуктивності можна проектувати на основі пар гиратор - конденсатор і при цьому уникнути багатьох проблем, але незаземлені котушки індуктивності при активній реалізації (тобо на основі гираторів, ОП і КПО) виходять вкрай нестабільними, чутливими і непридатними для практичного застосування. Один із способів виключення із схем катушок індуктивності є технічний прийом змінного масштабування повного опору за допомогою масштабного множника  $1/s$ . Цей метод визначається як наступний: задана передавальна функція у вигляді відносини напруг або струмів; потім проектуємо схему на RLC-елементах, що задовольняє необхідній передавальній функції. Далі кожна катушка індуктивності в  $L$  Г замінюється на резистор в  $L$  Ом (її повний опір масштабується від  $sL$  до  $(1/s)*sL = L$ ); кожен резистор в  $R$  Ом замінюється на конденсатор в  $1/R$  Ф (його повний опір масштабується від  $R$  до  $(1/s)*R$ ); і кожен конденсатор в  $C$  Ф замінюється на ЧЗВО з повним опором  $1/(s^2C)$  (його повний опір в галузі масштабується від  $1/sC$  до  $(1/s)(1/sC)$ ). Після завершення цього процесу виходить нова схема без катушок індуктивності. Крім того, як вихідна схема, так і схема, отримана на основі змінного частотного масштабування, мають одну і ту ж функцію передачі по напрузі або току.

Існують приклади впровадження цього перетворення для позбавлення від катушок, для фільтрів:

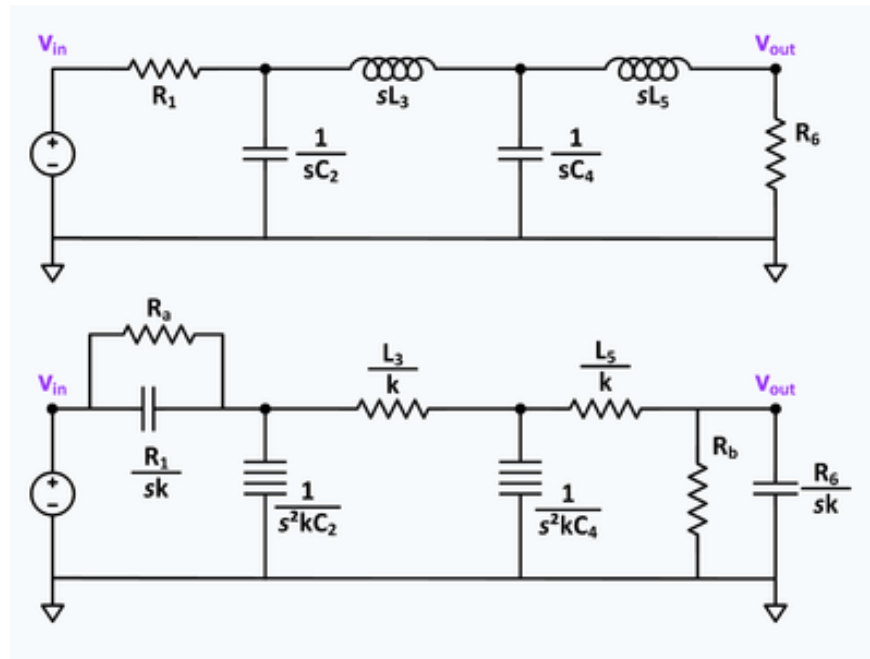


Рис.44 Низькочастотний фільтр та реалізація з використанням ЧЗВО.  $R_a$  та  $R_b$  додаються з практичних міркувань.

На рис.44 бачимо що катушки замінюються резисторами, керуючи якими можна впливати на характеристики фільтру. Ми отримали аналог LC-ланки -  $R/s^2C$  ланка.

### 3.3 Транскондуктроні підсилювачі

Важливим вдосконаленням схеми Антоніо є впровадження транскондукторів, як аналогів операційних підсилювачів, для розширення спектру робочих частот.

Транскондуктори, які також називаються ОТП (операційні транскондукційні підсилювачі), часто використовується для реалізації аналогових фільтрів у інтегральних схемах [17]. На рис. 45 можна бачити позначення, що використовуються для одновивідного і диференціального транчуондукторів, відповідно. Визначення напрямку вихідного струму може

відрізнятися в літературі. Також часто спостерігається той факт, що транскондуктори можуть мати диференціальний вихід.

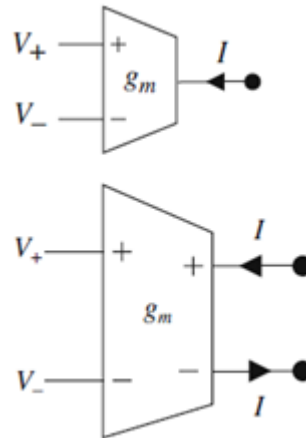


Рис.45 Схемні позначення одновивідного та диференційного транскондукторів

Корисно ідеалізувати компонент. Входи ідеального транскондуктора, як і операційного підсилювача, мають високий імпеданс. Проте транскондуктор відрізняється від операційного підсилювача, високим вихідним імпедансом. Фактично, ідеальний транскондуктор – джерело струму, кероване напругою (ДСКН). Вихідний струм є

$$I = g_m(V_+ - V_-) \quad (3.7)$$

Для ідеального транскондуктора  $g_m$  постійне  $= \infty$  і незалежне від частоти. Проте транскондуктивність,  $g_m$ , на практиці, однак, постійна лише за невеликого діапазону входних сигналів. Крім того, транскондуктори лінійні лише за невеликим діапазоном входних сигналів, і тому диференціальні схеми використовуються для поліпшення лінійності. Для спрощення дизайну та аналізу аналогового фільтра часто використовується одновивідні схеми.

Залежно від способу включення транскондуктор може працювати або як підсилювач (рис. 46, а і рис. 46, б), або як резистор (рис. 46, в) [18, 19]. На відміну від звичайних операційних підсилювачів напруги транскондуктивні підсилювачі здатні стійко функціонувати і забезпечувати високий коефіцієнт посилення на частотах в сотні мегагерц.

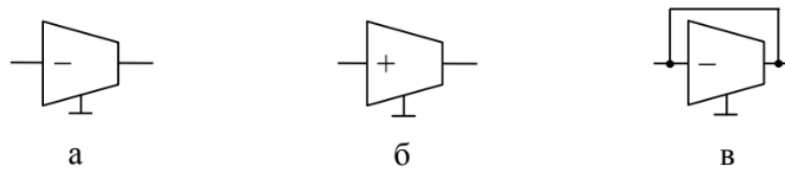


Рис.46 Способи включення транскондукторів

Транскондуктори дозволяють реалізувати високоточні підсилювальні пристрої повністю сумісні з МОП-технологією. На рис. 47 показаний приклад простого транскондуктора реалізованого в стандартному цифровому КМОН-процесі, де вказано ширину / довжину ( $W / L$ ) транзистора. Зверніть увагу, що довжина каналу,  $L = 3$  мкм, дуже велика в порівнянні з транзисторами. Це потрібно для отримання гарної лінійності та низького рівня шуму.

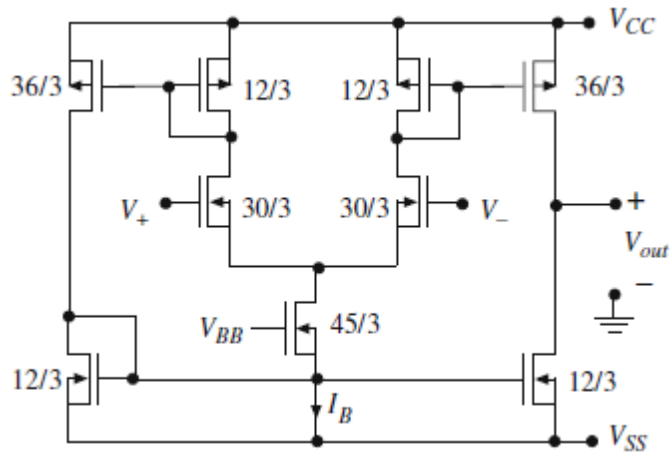


Рис.47 КМОН реалізація транскондуктора

При напругах живлення  $V_{CC} = V_{SS} = 5$  В та з керованою напругою  $V_{BB} = 3,24$  В, ток зміщення  $I_B = 336$  мкА отримується, а транскондуктивність -  $g_{m0} = 1,33$  мСм і  $\omega_{3dB} = 2\pi 30$  Мрад / с. Значення  $g_{m0}$  визначається  $V_{BB}$ . Повний транскондукційний фільтр вимагає схеми керування, яка використовує керуючу напругу  $V_{BB}$  для налаштування параметрів фільтра до бажаних значень. Для зменшення витрат на реалізацію загальна схема керування часто використовується для всіх транскондукторів, які з цієї причини повинні бути однаковими і мати однакову транскондуктивність.

#### 4. Моделювання

Моделювання проводилося в програмному забезпеченні Microwave Office.

Створення проекту складалось з наступних етапів:

1.Спочотку був вибраний діапазон частот (1-1000МГц)

Крок у 0.1 МГц, таким чином программа моделює поведінку схеми для 9991 точки.

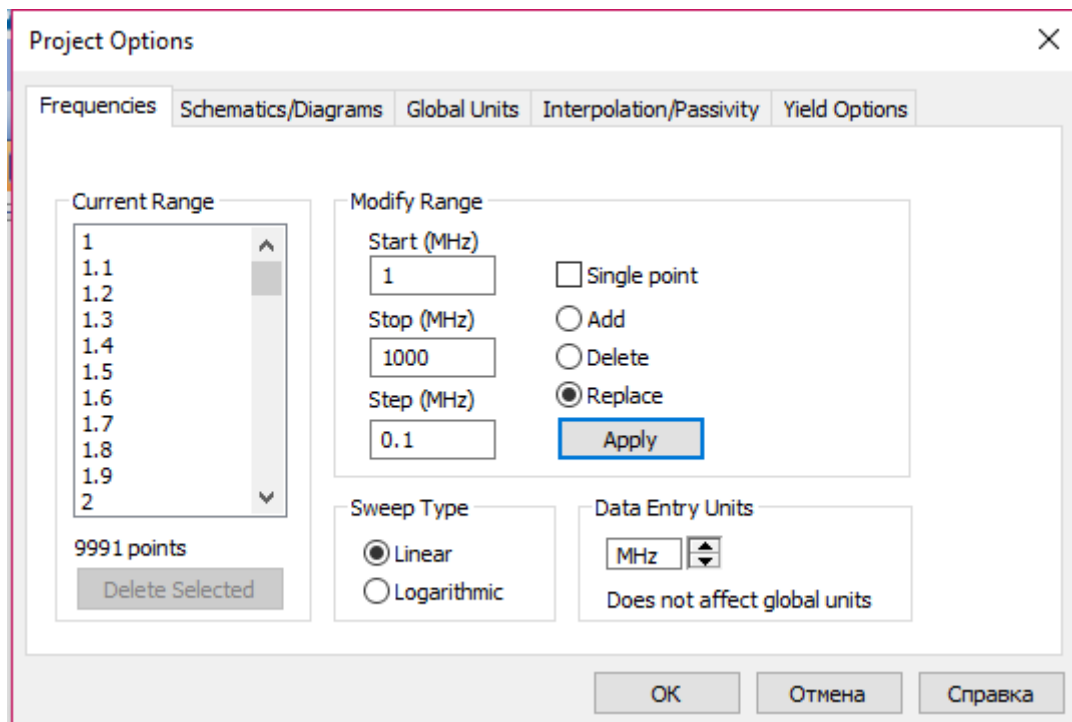


Рис.47 Вікно діапазону частот для проекту

## 2. Далі було відтворено схему ЧЗВО

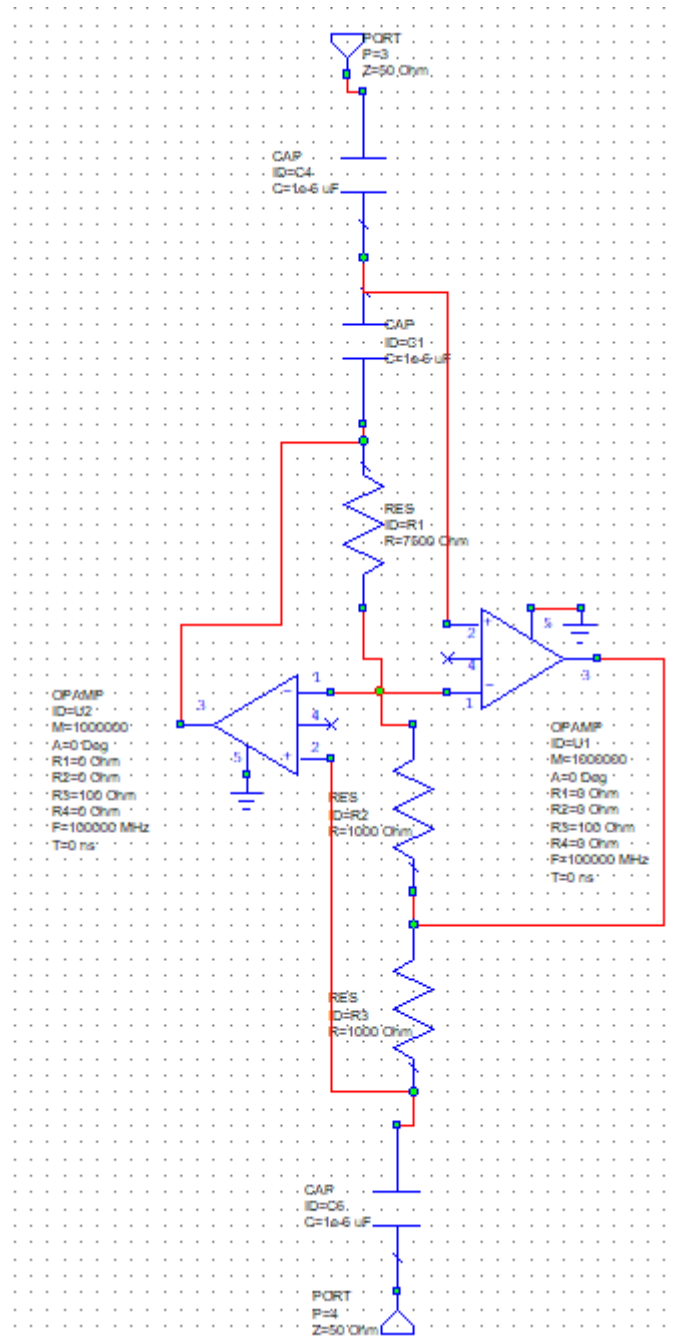
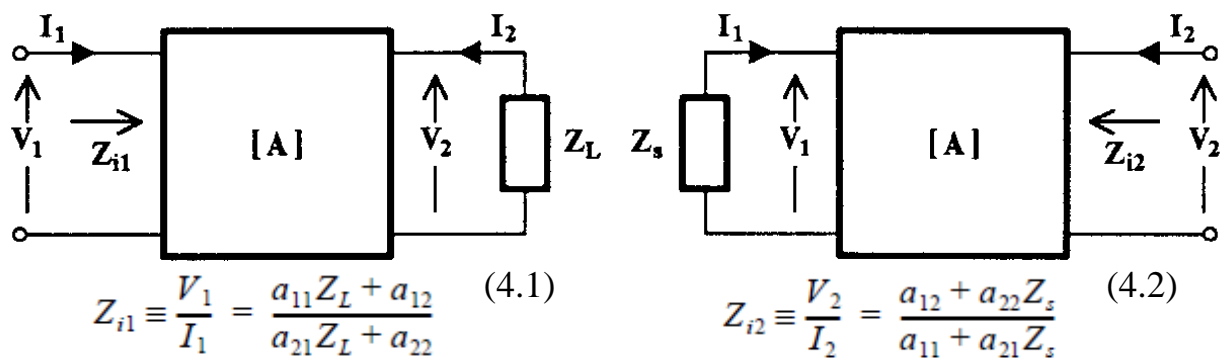


Рис.48 Схема ЧЗВО в программі Microwave Office

Для аналізу таких схем потрібно ознайомитися з наступними принципами:





Де  $Z_{i1}, Z_{i2}$  вхідні опори всього двополюсника.  $a_{ij}$  при  $i, j=1, 2$  та  $Z$  це певна функція аргументу  $s$ . Можна сказати що ця матриця  $[A]$  конвертує імпеданс  $Z$  на  $Z_i$ , і при різних комбінаціях параметрів  $a$  можна отримати дуже цікаві результати.

Тепер роздивимоя  $S$  параметри двохполюсника:



Рис.49 Загальна модель двохполюсника .  $a_1, a_2, b_1, b_2$  вхідні(падаючі) та вихідні(відбиті) сигнали

Ці сигнали співвідносяться як:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (4.4)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (4.5)$$

Ці параметри називаються параметрами розсіювання.

В нашому випадку нас цікавить параметр  $S_{11}$  параметр вхідного опору двохполюсника.

Тепер побудуємо схему Антоніо ,але з навантаженням у вигляді індуктивності, яку будемо ділити на  $s$ .

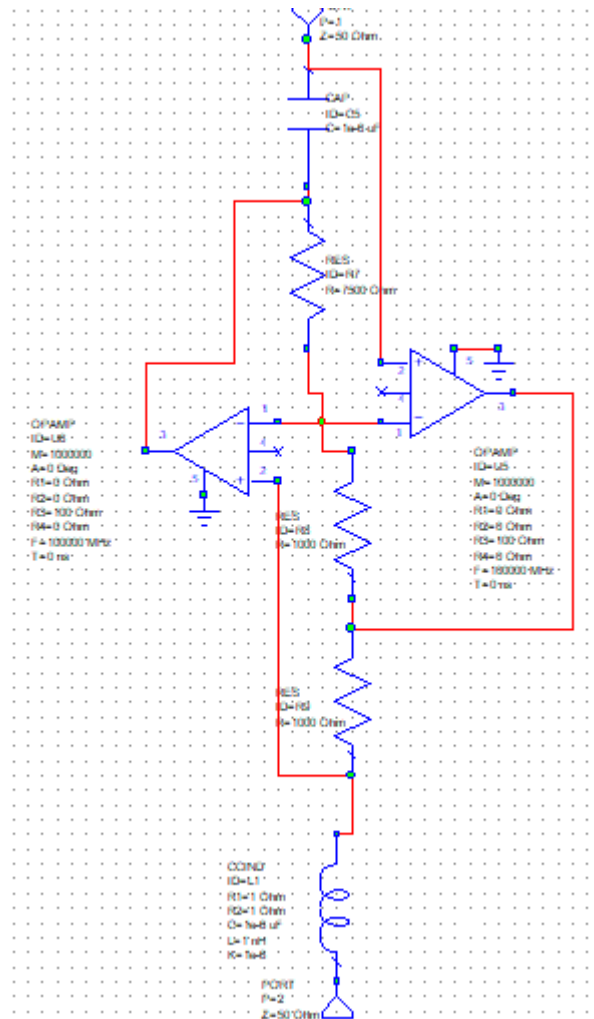


Рис.50 Схема Антоніо з катушкою навантаження

Підставляючи у формули (1) ,(2)  $Z5=sL$  отримаємо:

$$Z_{in} = \frac{sL1}{s * R1 * C1} = \frac{L1}{R1 * C1}$$

Бачимо що для цієї схеми вхідний опір стає частотно незалежним, і катушку можна представляти як резистор з певним коефіцієнтом  $k=1/R1 * C1$ .

Повертаючись до Microwave Office при побудові графіків вибираємо необхідні нам S11 параметри, для 9991 точки частоти. Графік будуємо у Дб.

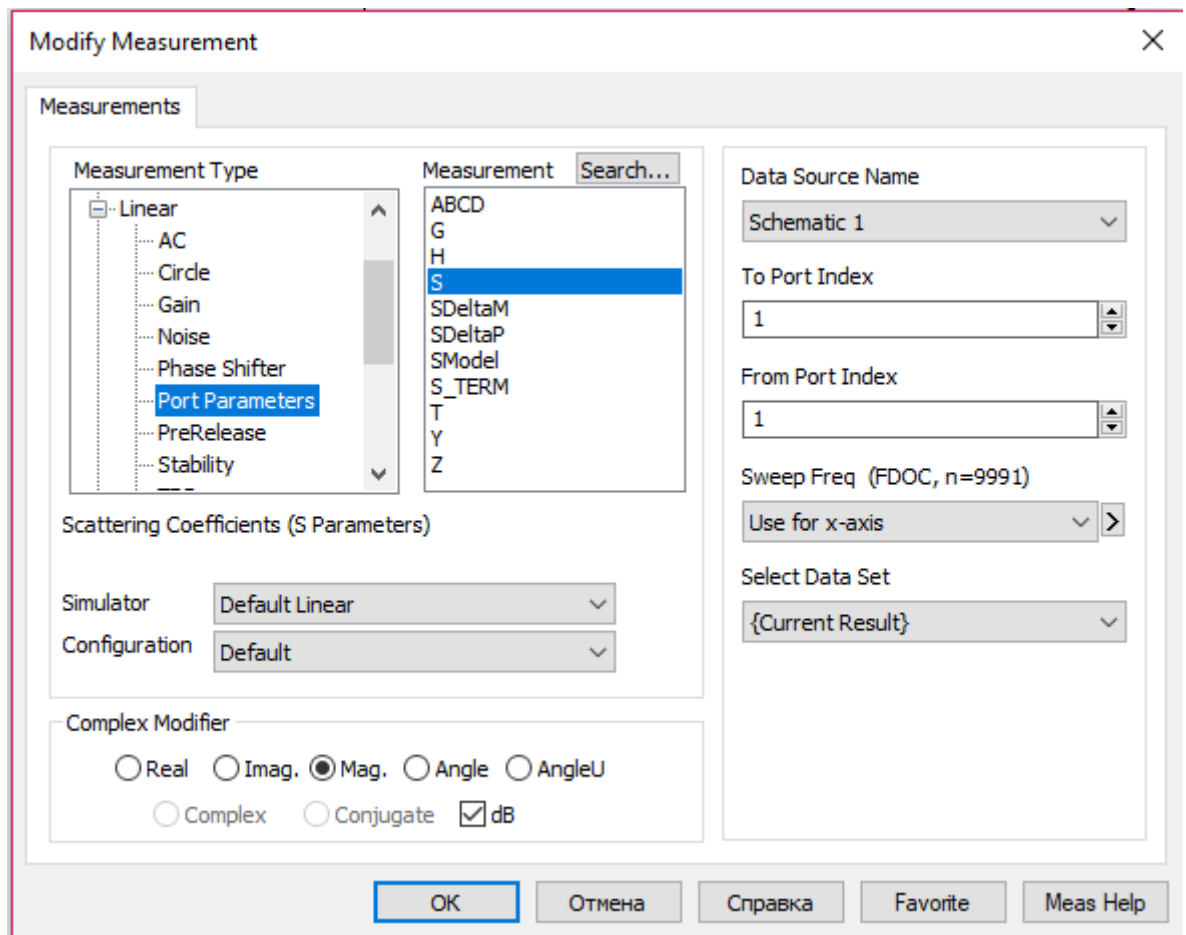


Рис.51 Задання параметрів для побудови графіку

Для порівняння зніmemo таку ж характеристику зі звичайної катушки, з номером вхідного порту 9.

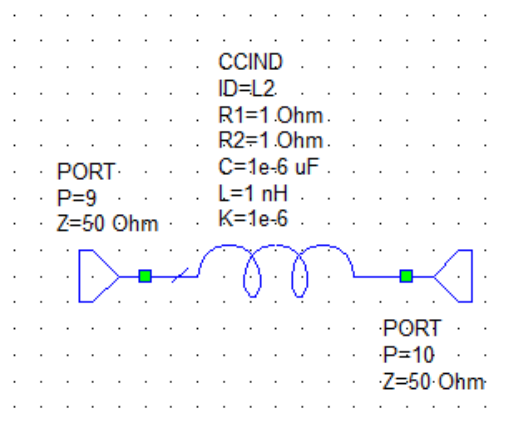


Рис.52 Звичайна катушка індуктивності, для порівняння

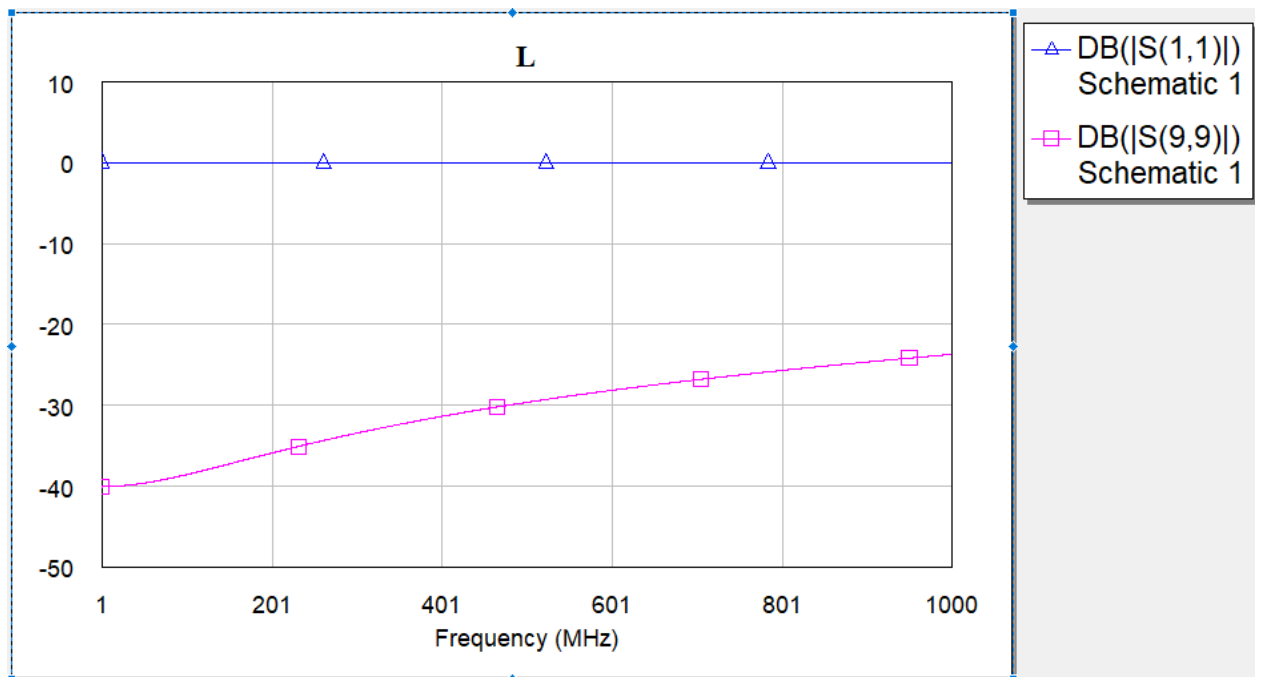


Рис.53 Графік частотної залежності вхідного опору.

$S_{11}$ -частотно незалежний опір схеми Антоніо,  $S_{99}$ - опір катушки.

Як бачимо схема виконує функцію поділу на  $s$ .

Тепер змодулюємо роботу ЧЗВО та резистору як еквіваленту LC-ланки. Проведемо масштабування про яке говорилось у пункті 3.2. За теорією:

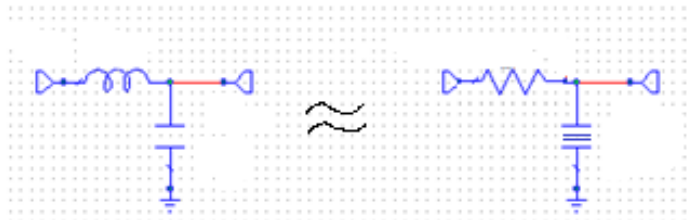


Рис.54 Еквівалентне перетворення LC - суперрезонатор-резистор

Було перенесено схему відомого нам ЧЗВО з резистором, і LC-ланку:

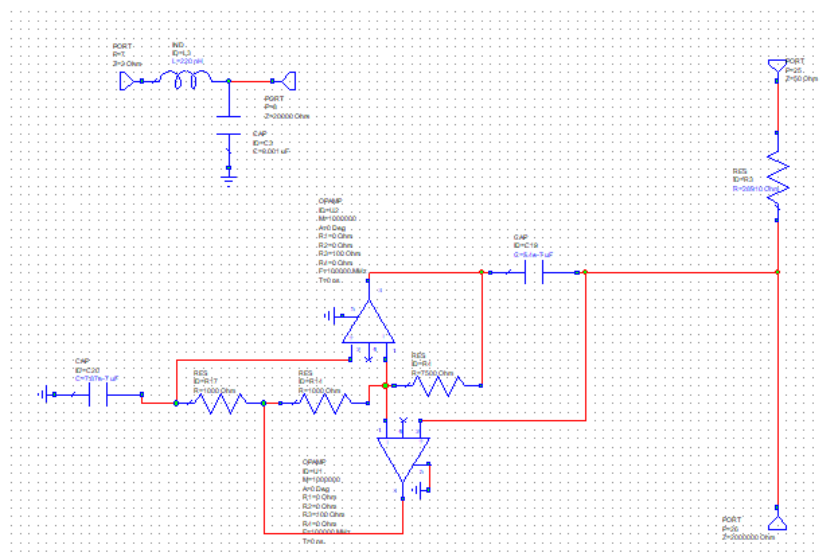


Рис.55 Схема ЧЗВО з резистором, і LC-ланка в Microwave Office

Промодулюємо та порівняємо поведінку передавальної функції кожної із схем в залежності від частоти сигналу:

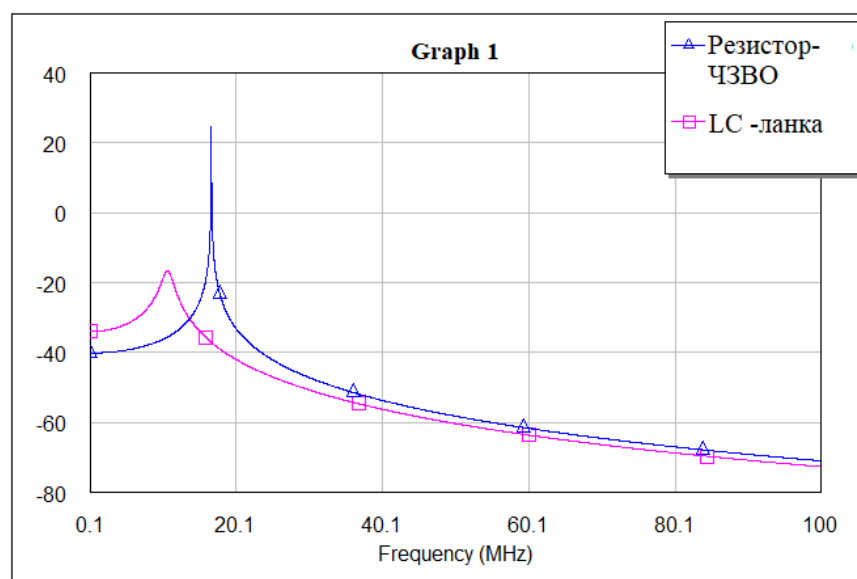


Рис.56 Графік залежності передавальної функції від частоти (у Дб)

Отримана модель із застосуванням схеми Антоніо повторює форму кривої перехідної функції LC-ланки. На графіку чітко видно резонанс, що говорить про коректну роботу схеми. Регулюючи опір резистора, ми можемо регулювати частоту резонансу, так же як це робиться регулюючи параметр індуктивності катушки в LC-ланці.

Тепер промодулюємо роботу резонатору:

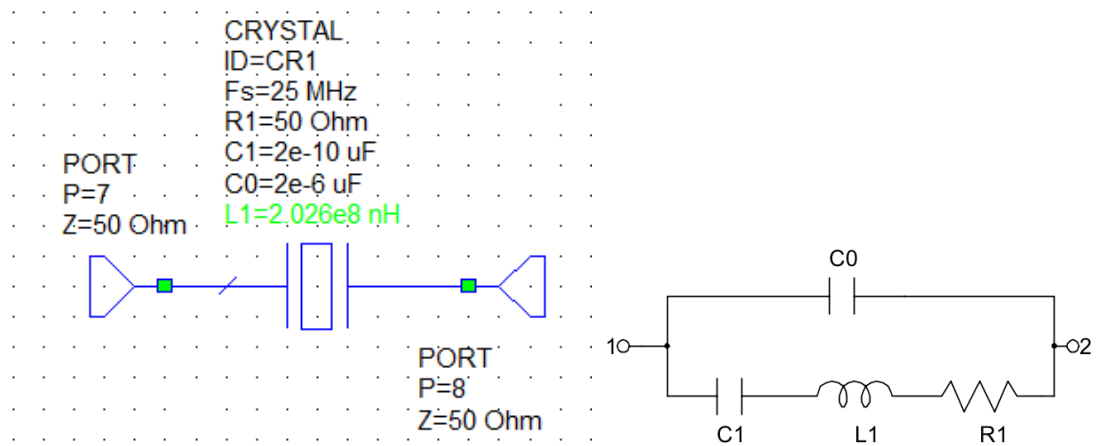


Рис.57 Модель резонатору, та його схема заміщення

Де :

Fs – частота резонансу

R1 - Паразитний опір

C1 - Паразитна ємність

C0 - Статична ємність

L1 - Індуктивність

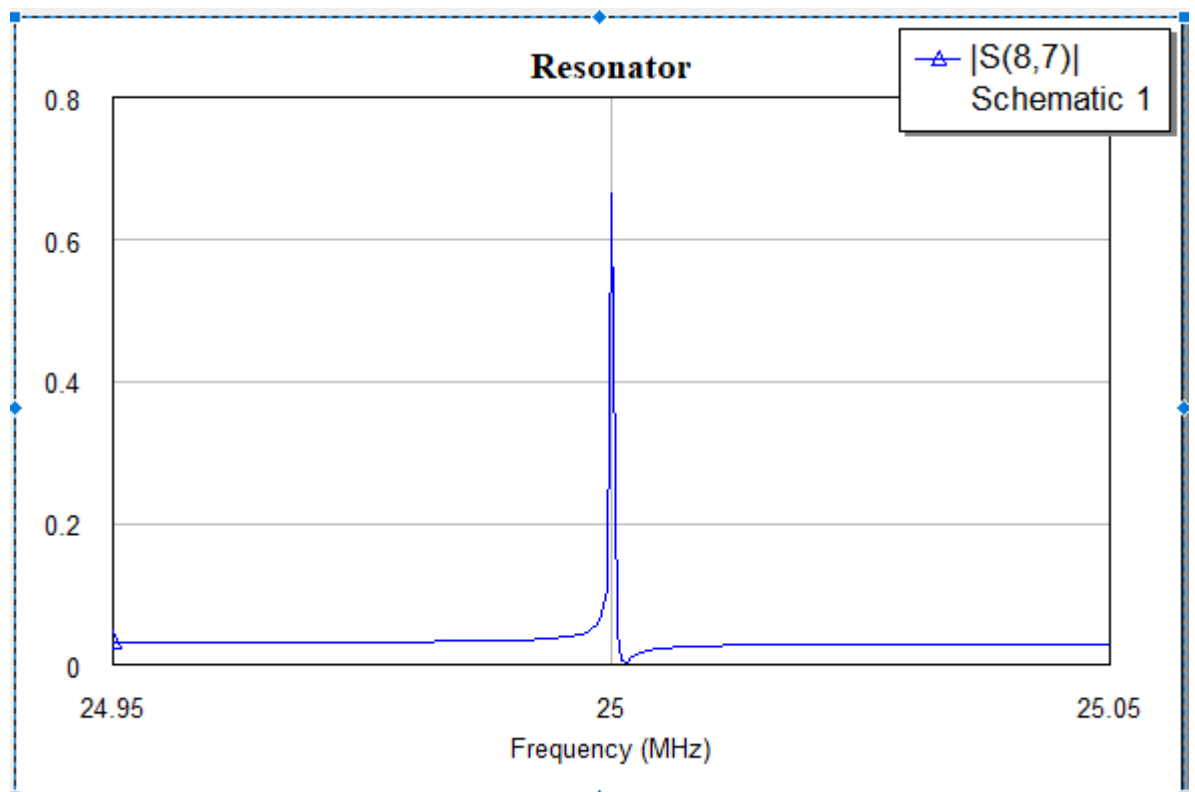


Рис.58 Передавальна характеристика резонатору

Як можна бачити з рис.58 полоса резонансу дуже вузька, що лімітує використання резонатору в фільтрах.

Підключивши резонатор як навантаження до схеми Антоніо,було отримано новий елемент,суперрезонатор:

Побудуємо схему Антоніо з резонатором в навантаженні:

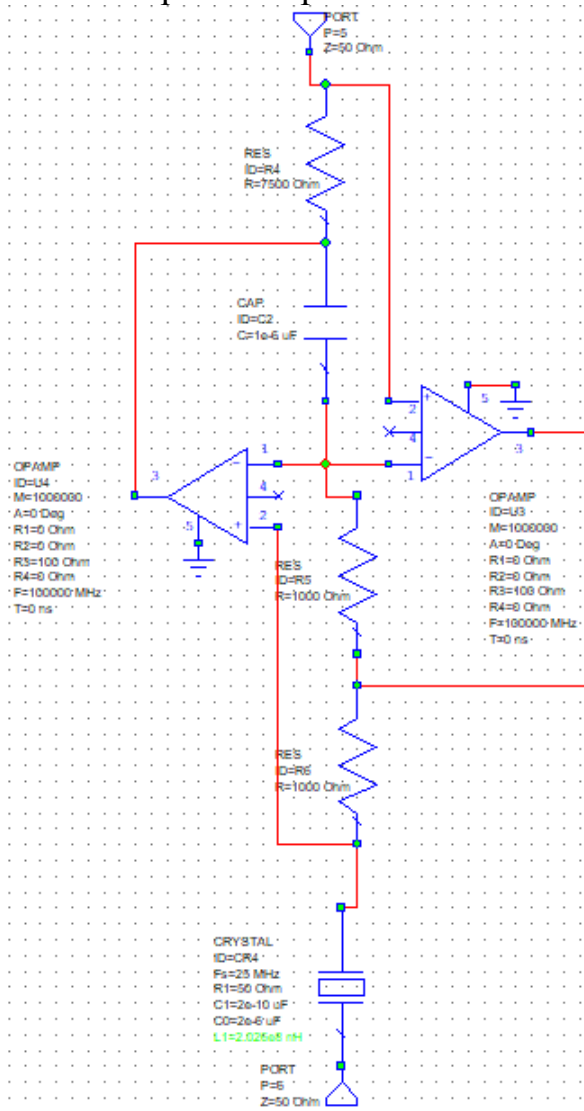


Рис.59 Схема Антоніо з резонатором



Рис.60 Умовне позначення суперрезонатору

Його перехідна характеристика:

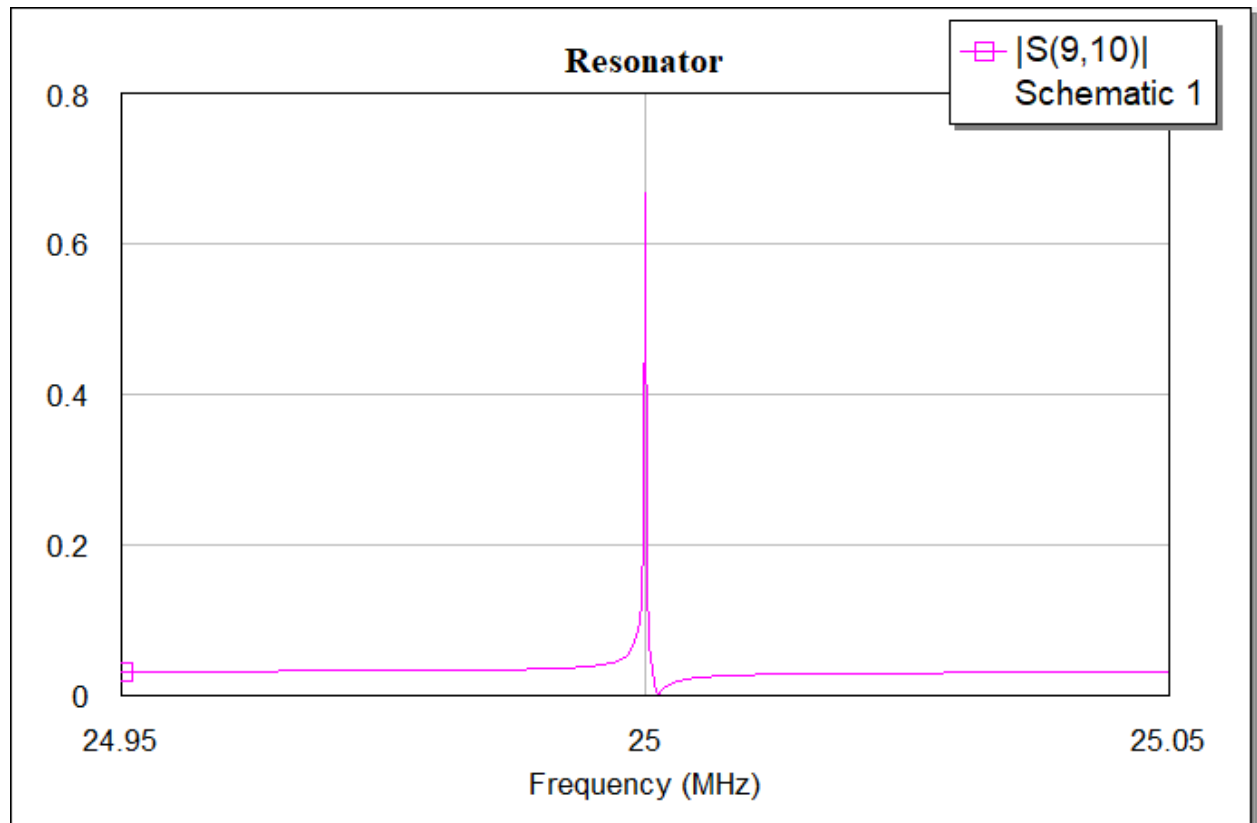


Рис.61 Перехідна характеристика супер резонатору

Підключемо резистор паралельно до суперрезонатору:

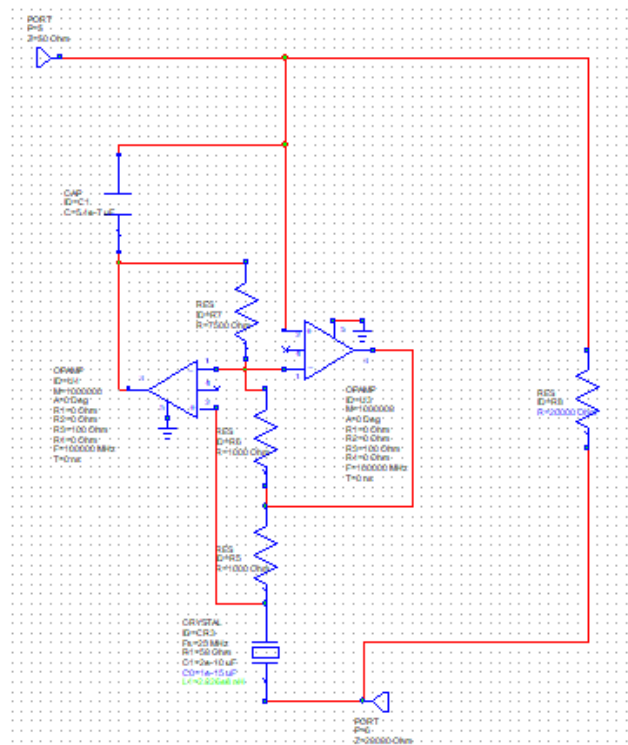


Рис.62 Схема суперрезонатор-резистор



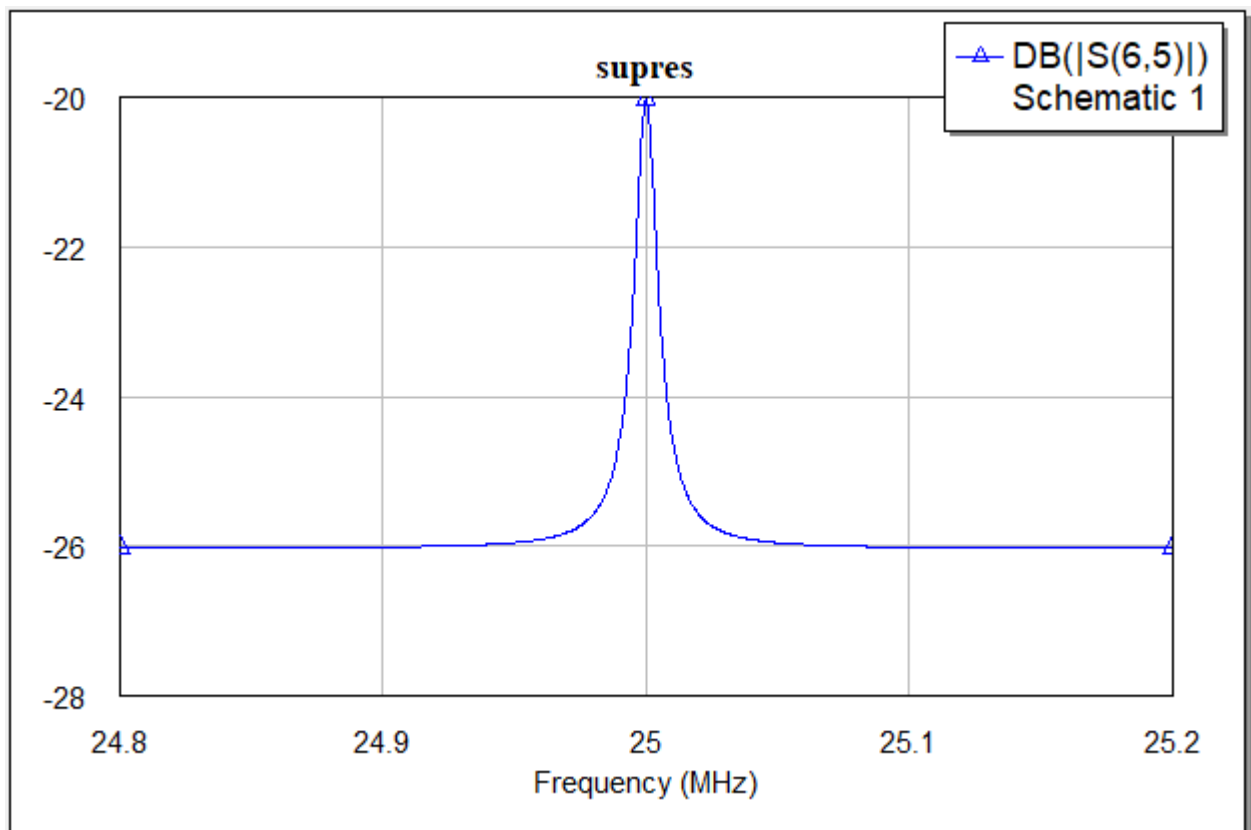


Рис.63 Графік перехідної характеристики схеми суперрезонатор-резистор

Як бачимо полоса резонансу розширилась в рази,але змінила форму.Потрібні додаткові дослідження залежностей форми характеристики від параметрів складової схеми.

## 5.Висновки

В данній роботі були надані декілька варіантів вдосконалення реалізації активних фільтрів на резонаторах:

1. Впровадження схеми Антоніо ,для моделювання супер резонатору.
2. Реалізація схеми Антоніо на транскондукторах,для розширення робочого спектру частот.
3. Реалізація аналогу катушки індуктивності для розширення резонансної полоси частот,шляхом підключення резистору до суперрезонатору.
4. Проміжним дослідженням було запропоновано аналог LC-ланки – ЧЗВО-резистор.

Промодельовавши запропоновані ланки у програмному забезпеченні Microwave Office, було отримано очікувані результати із покращеними характеристиками.

Оскільки в роботі запропоновано лише схемотехнічне рішення, розробку і тестування не можна вважати закінченими,адже не було створено фізичного прикладу реалізації схеми.

## 6 Розробка стартап проекту

### 6.1 Опис ідеї проекту

Ідея полягає у створенні нової електронного компонента – суперрезонатора. Це реалізується за допомогою схеми Антоніо, яка реалізована на транскондукторних підсилювачах замість операційних підсилювачів, що значно розширює частотний спектр застосування схеми. Витікаючою перевагою суперрезонатора є можливість розширення полоси його резонансу, не шляхом підключення паралельної індуктивності, а шляхом резистору, що в свою чергу значно спрощує технологічних процес виробництва.

Таблиця 6.1. Опис ідеї стартапу

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Використання суперрезонатору, керуємого резистором, реалізованого на схемі Антоніо з транскондукторами	1. Фільтри на резонаторах	Покращені характеристики резонаторів, не потребуючі катушки для поширення спектру частот.
	2. Генератори на резонаторах	

Таблиця 6.2. Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ п/п	Техніко- економічні характеристик и ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів			W (слабка сторона)	N(нейтральна)	S(сильна сторона)
		Продукт стартапу	Конкурент 1	Конкурент 2			
		Супер резонатор	KDS - Daiwa Shinku Kogyosho	Abracon corporation			
1.	Економічні	25 у.о.	20 у.о.	18 у.о.	-		
2.	Призначення	Поліпшення технології виробництва високоякісних	Високоякісні вузькочастотні і резонатори	Високоякісні вузькочастотні і резонатори.		+	
3.	Надійності		Довговічність - 30 роки	Довговічність – 30 років	-		
4.	Технологічні	Відсутність катушки індуктивності значно спрощує	Наявна лише синхронізація візуальних даних.	Відсутня камера з обов’язковою послідовністю зображень			+
5.	Ергономічні	-	-	-		+	
6.	Органолептич ні	-	-	-		+	
7.	Естетичні	-	-	-		+	
8.	Транспортабе льності	-	-	-		+	
9.	Екологічності	Екологічно	Екологічно	Екологічно		+	
10.	Безпеки	Безпечно	Безпечно	Безпечно		+	

## 6.2. Технологічний аудит ідеї проекту

Таблиця 6.3. Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1.	Спрощення технології виробництва резонаторних	Шляхом впровадження суперрезонатору у фільтри ,зникає потреба у катушці індуктивності	В наявності	Доступна
2.	Реалізація схеми Антоніо на транскондукторах	Завдяки імітації транс-кондукторами операційних підсилювачів, частотні показники схеми значно	В наявності	Доступна

## 6.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Таблиця 6.4. Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	5
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	1000000 ум.од.
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Невипробуваність технології часом
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Немає
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	120%

Ринок є привабливим для потенційного входження, але спочатку треба мати досвід практичного впровадження схеми, за для забезпечення гарантій клієнтам.

Таблиця 6.5. Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп	Вимоги споживачів до товару
	Необхідність якісних резонаторних ланок для синтезу фільтрів на широкій полосі частот	Лабораторії	Удосконалення та аналіз характеристик нової ланки	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Широкий частотний спектр.</li> <li>• Відсутність шумів.</li> <li>• Висока добротність.</li> </ul>
		Масові виробники фільтруючої апаратури	Впровадження технології до масового виробництва	

Таблиця 6.6. Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1.	Конкуренція	Відсутність досвіду та рентабельності нової технології	Знаходження спонсорів для практичних випробувань схем
2.	Постійні витрати	Початкова відсутність клієнтів, підіймає проблему не можливості підтримання виробництва, на довгий період	Заохочення клієнтів робочими пробниками низьких за собівартістю демо-схемами

Таблиця 6.7. Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1.	Конкуренція	Новизна та невипробуваність ідеї часом, може ставити компанію у програшне положення на фоні конкурентів	Відсутність нових ідей на ринку може викликати резонанс в інтересі відносно нашої продукції

Таблиця 6.8. Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
Тип конкуренції: чиста конкуренція.	На ринку присутня велика кількість фірм, не існує фірми-лідера.	Досягнувши певних робочих параметрів суперрезонатору компанія зможе зайняти лідуюче місце на ринку .
Рівень конкурентної боротьби: світовий	Виробники конкурують на міжнародному рівні.	Необхідно застосовувати активну маркетингову кампанію у потенційних сферах застосування.
Галузева ознака: багатогалузева	Використання у багатьох сферах електроніки.	Постійні модифікації продукту, в залежності від сфери прикладання.
Конкуренція за видами товарів: товарно-видова	Конкуренція між товарами одного виду.	Підтримуючи зворотній зв'язок з винаходами конкурентів, впроваджувати вдосконалення для підтримування конкурентно спроможності.
За характером конкурентних переваг: якісна	Продаж товару з параметрами кращими за конкурентів.	Можливість формування власної цінової політики.
Інтенсивність: немарочна	Роль торгової марки не вирішальна.	Необхідність у рекламуванні.

Таблиця 6.9. Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
	Abrakon corporation	Є	Продається безпосередньо розробниками	Вимоги до якості продукту	Резонаторні ланки інших постачальників
Висновки:	Конкурент мають базу постійних клієнтів	Постійна гонка за вдосконаленням характеристик	Постачальники не можуть диктувати умови роботи на ринку	Висока надійність продукту перевірена часом.	Втрата ведучої позиції за відсутності прогресу.

Дуже конкурентно мотивований ринок, надає можливість проявити себе за наявності прогресивних ідей та технологій, але він є нещадним до незадоволення клієнтів. Треба розробити дуже стрімку стратегію впровадження, для заняття своєї ніши.

Таблиця 6.10. Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1.	Відсутність катушки індуктивності для покращення характеристик	Катушка значно розширює полосу резонансу, але є дуже не технологічним елементом сучасної електроніки. Позбавлення від неї надає нові можливості для впровадження резонаторних фільтрів.
2.	Впровадження трансдукторів	Реалізація схеми Антоніо на трансдукторах надає можливість реалізації на більшому спектрі частот.



Таблиця 6.11. Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін проекту

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг конкурентів у порівнянні						
			-3	-2	-1	0	1	2	3
1.	Відсутність катушки індуктивності для покращення характеристик.	19							+
2.	Впровадження трансдукторів	20							+
3.	Економічний (ціна товару)	10				+			

Таблиця 6.12. SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Новизна. Широкий робочий частотний спектр.	Слабкі сторони: недостатньо досліджена технологія.
Можливості: Покращення якості і надійності фільтрів, за рахунок використання супер резонаторів.	Загрози: Потенціальні несправності ланки ,непередбачені теоретичним моделюванням

Таблиця 6.13. Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1.	Патентування винаходу, формування пропозицій для зацікавлених компаній, пошук інвесторів проекту, пошук працівників.	50%	1,5 роки

2.	Патентування винаходу, формування пропозицій для зацікавлених компаній, пошук інвесторів проекту, пошук працівників.	80%	3 роки
----	--	-----	--------

Обрано альтернативу №1.

#### 6.4. Розроблення ринкової стратегії проекту

Таблиця 6.14. Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1.	Державні установи	Середня	Високий	Низька	Середня
2.	Приватні підприємства	Висока	Високий	Висока	Середня

Які цільові групи обрано: обрано цільову групу № 2

Таблиця 6.15. Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до	Базова стратегія розвитку
1.	2	Доведення унікальності та переваг запропонованої	Унікальність запропонованого товару	Стратегія диференціації

Таблиця 6.16. Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопроходцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки
1.	Так	Забирати існуючих	Ланка будується на звичайних резонаторах, які є	Заняття конкурентної ніші

Таблиця 6.17. Визначення стратегії позиціонування

№ п/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту (три ключових)
1.	Технологічність процесу виробництва, з високими показниками надійності та фільтрації кінцевого продукту	Стратегія заняття конкурентної ніші	Відсутність катушки для поліпшення характеристик резонаторного фільтру	Висока технологічність виробництва, широкий спектр робочих частот, новизна.

## 6.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Таблиця 6.18. Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар\технологія	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1.	Технологічність процесу.	Відсутність катушок	Можливість виконання всієї схеми у одному твиробничому процесі на платі.
2	Розширена полоса резонансу.	Резистор керує шириною полоси.	Конкуренти досягають розширення використанням катушок.

Таблиця 6.19. Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові		
I. Товар за задумом	Створення суперрезонатору,розширенням полоси якого керує резистор.		
II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тх
	1. Поширений спектр частот.	М	
	2. Розширена полоса резонансу.	М	
	3. Технологічність процесу.	М	
	Якість: -		
	Пакування: -		
III. Товар із підкріпленням	До продажу: тех.специфікація		
	Після продажу: тех. підтримка		
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: авторське право			

Таблиця 6.20 - Визначення меж встановлення ціни

№ п/п	Рівень цін на товари-	Рівень цін на товари-	Рівень доходів цільової групи	Верхня та нижня межі встановлення ціни на
	-	20-50 у.о. в місяць	100 000 у.о. і вище	40-100 у.о. в місяць

Таблиця 6.21. Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Разові замовлення через інтернет. Масові поставки при формуванні торгових договорів.	Інформування, робота з клієнтами.	Канал нульового рівня.	Безпосередній збут товару від виробника.

Таблиця 6.22. Концепція маркетингових комунікацій

№ п/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонуван ня	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
	Разові масові поставки.	Прямі –клієнт спілкується безпосередньо з виробником.	Новизна, покаращена ітерація існуючих елементів.	Донести основні переваги розробленого елемента над конкурентами.	Попередні обмеження застосування резонаторів,вирі шені запропонованим виробом.

## 6.6 Аналіз запропонованої розробки стартапу

Оскільки на ринку не має актуальних аналогів запропонованої моделі можна сказати ,що при правильній стратегії впровадження і знаходженні виконавчої сили ,проект швидко займе свою унікальну нішу у сфері електроніки.

Галузь резонаторів і суміжних сфер (фільтри ,генератори) завжди буде актуальною, і неспинно набираючою актуальність, адже це є одним із основних компонентів будь яких електронної системи. Сильною стороною стар тапу є запропонована технологія реалізації на MEMS резонаторах і транскондукторах,що дозволить мінімізувати реалізацію схеми.

На данному етапі представлена лише модель не перевірена практикою,тому перед пошуком інвесторів треба розробити експериментальні пробники та провести відповідні тестування всіх характеристик.

## Список використаних джерел

1. Кэди У. Пьезоэлектричество и его практические применения. – М.: Изд-во иностр. лит., 1949. – 718 с.
2. Мэзон У.П. Пьезоэлектрические кристаллы и их применение в ультразвуке. – М.: Изд-во иностр. лит., 1952. – 447 с.
3. Фёдоров Ф.И. Упругие волны в кристаллах. М.: Наука, 1965. – 368 с.
4. Смагин А.Г., Ярославский М.И. Пьезоэлектричество кварца и кварцевые резонаторы. – М.: Энергия, 1970. – 488 с.
5. Альтшуллер Г.Б., Елфимов Н.Н., Шакулин В.Г. Кварцевые генераторы: справ. пособие. – М.: Радио и связь, 1984. – 232 с.
6. Справочник по кварцевым резонаторам /Под ред. П.Г. Позднякова. – М.: Связь, 1990. – 288 с.
7. Кварцевые и квантовые меры частоты / Под ред. Б.И. Макаренко. М.: МО СССР, 1989. 536 с.
8. Mokhoff N. NXP claims piezoresistive silicon MEMS at 1.1 GHz. – [www.eetimes.com/electronicproducts/advanced-technology/4100625/NXP-claimspiezoresistive-silicon-MEMS-at-1-1-GHz](http://www.eetimes.com/electronicproducts/advanced-technology/4100625/NXP-claimspiezoresistive-silicon-MEMS-at-1-1-GHz).
9. Nguyen C. and Li-Wen Hung. High-Q Low-Impedance MEMS Resonators. – [www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2011/EECS-2011-60.html](http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2011/EECS-2011-60.html).
10. RF MEMS Resonators and Filters - Sandia MEMS. – [www.mems.sandia.gov/about/rf-mems.html](http://www.mems.sandia.gov/about/rf-mems.html).
11. М. Є. Альбац. Довідник з розрахунку фільтрів і ліній затримки, - М. Л., Госенергоіздат, 1963.
12. Г. Ханзел. Довідник з розрахунку фільтров.- М., Радянське радіо. 1974.

13. Е. Християн, Е. Ензенман. Таблиці і графіки з розрахунку фільтров.- М., Зв'язок. 1975.
14. Л. Лабутин. Кварцові резонатори.- Радіо. 1975. № 3.
15. Г. Л. Матт, Л. Янг. Е. М. Т. Джонск. Фільтри НВЧ. погоджують ланцюга і ланцюга зв'язку.- М Зв'язок, 1971.
16. П. М. Тодаро. Перетворення Т, П і Г-образних чотирьохполюсників.- Електрозв'язок, 1976. № 1.
17. Tsvividis Y.P. and Vooman J.O. (Eds.): Integrated Continuous Time Filters, IEEE Press, New York, 1993
18. Фурман И. И. Широкополосные операционные усилители типа "ОТА" // Электронные компоненты.— 1999.— №4.— С. 61–62.
19. Коротков А. С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. – СПб.: Наука, 1999.— 416 с
20. Tingleff J. and Toumazou C.: Current mode continuous time wave active filters, Electron. Lett. Vol. 28, No. 5, pp. 463–465, 27 Feb. 1992
21. Tingleff J. and Toumazou C.: Integrated currentmode wave active filters based on lossy integrators, IEEE Trans. Circuits Syst., Part II, Vol. 42, No. 5, pp. 237–244, May 1995.
22. Trofimenkoff F.N. and Onwuachi O.A.: Noise performance of operational amplifier circuits, IEEE Trans. Education, Vol. 32, No. 1, pp. 2–17, Feb. 1989.